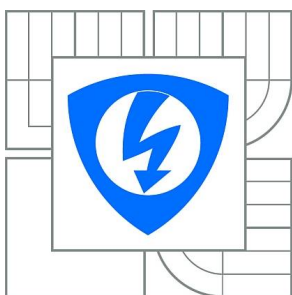


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

# VYSOKOFREKVENČNÍ VÝKONOVÉ ZESILOVAČE

RF POWER AMPLIFIERS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

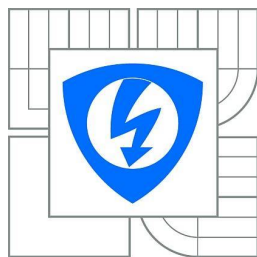
Bc. TOMÁŠ HRAZDĚRA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. JIŘÍ ŠEBESTA, Ph.D.

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
**Elektronika a sdělovací technika**

**Student:** Bc. Tomáš Hrazděra

**ID:** 73025

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2011/2012

## NÁZEV TÉMATU:

### Vysokofrekvenční výkonové zesilovače

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s problematikou vysokofrekvenčních výkonových zesilovačů různých tříd a srovnajte jejich vlastnosti. Navrhněte zapojení vysokofrekvenčního zesilovače pro pásmo 1296 MHz s výkonem okolo 100 W. Uvažujte aplikaci hybridního zesilovače s navazující paralelní sekcí dvou zesilovačů s tranzistorem BLV958. Návrh ověřte ve vhodném obvodovém simulátoru. Navrhněte desky plošných spojů a mechanické řešení zesilovače.

Zesilovač realizujte a proveďte komplexní měření jeho parametrů.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] GIANNINI, F., LEUZZI, G. Non-linear Microwave Circuit Design. New York: J. Wiley and Sons, 2004.

[2] NOOAN, J. The design of a high efficiency RF power amplifier for a MCM process. Massachusetts Institute of Technology, 2005.

[3] HANUS, S., SVAČINA, J. Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika - přednášky. Skriptum. Brno: VUT v Brně, 2002.

**Termín zadání:** 6.2.2012

**Termín odevzdání:** 18.5.2012

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

**Konzultanti diplomové práce:**

**prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida**

*Předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Tato práce se zabývá problematikou vysokofrekvenčních výkonových zesilovačů. V práci jsou popsány hlavní parametry zesilovačů a vlastnosti jednotlivých pracovních tříd se zaměřením na jejich účinnost. Další část se zabývá návrhem vysokofrekvenčního výkonového zesilovače pro pásmo 1296MHz a jeho dílčích komponent. Zde je podrobně rozebrán návrh hybridního slučovače – rozbočovače, směrové odbočnice z vázaných vedení, zesilovače s modulem RA18H1213G a výkonového zesilovače s tranzistorem BLV958. Práce obsahuje výsledky simulací navržených obvodů, postup realizace a naměřené parametry vyrobených komponent. V závěru jsou získané naměřené a teoretické hodnoty vzájemně srovnány.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Vysokofrekvenční výkonový zesilovač, třídy zesilovače, účinnost, směrová odbočnice

## **ABSTRACT**

This work deals with high-frequency power amplifiers. In the theoretical part are briefly summarized the general characteristics and properties of particular working classes of amplifiers focusing on their efficiency. The next section is aimed on design of high-frequency power amplifier for 1296MHz band and its individual components. In this part is described design of hybrid combiners - splitters, directional couplers of the coupled lines, amplifiers with RA18H1213G module and power amplifier with transistor BLV958. The work also includes the results of simulations of designed circuit, realization procedure and the measured parameters of manufactured components. In conclusion of this work the theoretical and measured values are compared.

## **KEYWORDS**

RF power amplifier, amplifier classes, efficiency, directional coupler

HRAZDĚRA, T. *Vysokofrekvenční výkonové zesilovače*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. 59 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Vysokofrekvenční výkonové zesilovače jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 18. května 2012

.....  
(podpis autora)

## PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Jiřímu Šebestovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 18. května 2012

.....  
(podpis autora)

# OBSAH

<b>Seznam obrázků</b>	<b>viii</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>xi</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Parametry zesilovače</b>	<b>2</b>
<b>2 Pracovní třídy zesilovače</b>	<b>9</b>
2.1 Třída A .....	10
2.2 Třída B .....	10
2.3 Třída AB .....	10
2.4 Třída C .....	11
2.5 Třída D .....	11
2.6 Třída F.....	12
<b>3 Zásady konstrukce vysokofrekvenčních obvodů</b>	<b>14</b>
<b>4 Návrh zesilovače pro pásmo 23 cm</b>	<b>15</b>
4.1 Popis použitých aktivních prvků.....	16
4.2 Analýza výkonového zesilovače s tranzistorem BLV958 dle zapojení doporučeného výrobcem.....	17
4.3 Analýza výkonového zesilovače z modulu pro GSM.....	19
4.4 Modifikace přizpůsobovacích obvodů na střední kmitočet 1296 MHz..	22
<b>5 Směrové odbočnice, děliče a slučovače výkonu</b>	<b>24</b>
5.1 Vlastnosti a parametry směrových odbočnic .....	24
5.2 Návrh děliče (slučovače) výkonu .....	26
5.3 Realizace a výsledky měření hybridního slučovače – rozbočovače .....	31
5.4 Návrh směrové odbočnice z vázaných mikropáskových vedení .....	34
<b>6 Hybridní zesilovač s modulem RA18h1213G</b>	<b>38</b>
6.1 Návrh a realizace .....	38
6.2 Měření parametrů hybridního zesilovače .....	39
6.3 Převodní charakteristika detektoru .....	45

<b>7</b>	<b>Výkonový zesilovač s tranzistorem BLV958</b>	<b>47</b>
7.1	Návrh a realizace .....	47
7.2	Měření parametrů výkonového zesilovače .....	48
<b>8</b>	<b>Závěr</b>	<b>49</b>
	<b>Literatura</b>	<b>51</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>52</b>
	<b>Seznam příloh</b>	<b>53</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1:	Náhradní obvod výkonového zesilovače .....	2
Obr. 1.2:	a) Matematický model tranzistoru, b) modifikovaný matematický model tranzistoru .....	3
Obr. 1.3:	Zapojení pro stanovení rozptylových parametrů .....	4
Obr. 1.4:	a) zatěžovací charakteristika, b) amplitudová charakteristika, c) frekvenční charakteristika .....	7
Obr. 1.5:	Vymezení pracovní oblasti tranzistoru (převzato z [1]) .....	7
Obr. 2.1:	Pracovní třídy zesilovače (převzato z [1]) .....	9
Obr. 2.2:	Jednoduchý zesilovač pracující ve třídě D.....	11
Obr. 2.3:	Zesilovač třídy D v dvojčinném zapojení .....	12
Obr. 2.4:	Zesilovač třídy D s komplementárními tranzistory (obr. převzaty z [2]) ....	12
Obr. 2.5:	Zjednodušené schéma zesilovače ve třídě F .....	13
Obr. 4.1:	Koncept výkonového zesilovače – blokové schéma.....	15
Obr. 4.2:	Modul RH18H1213G a jeho blokový diagram (převzato z [3]).....	16
Obr. 4.3:	Tranzistor BLV958 v pouzdře SOT391A.....	16
Obr. 4.4:	Doporučené zapojení tranzistoru BLV958 v třídě AB pro $f = 960$ MHz [převzato z 4] .....	17
Obr. 4.5:	Zapojení vstupního přizpůsobovacího obvodu tranzistoru BLV958 v programu Ansoft Serenade .....	18
Obr. 4.6:	Výsledky simulace vstupního přizpůsobovacího obvodu tranzistoru BLV958 v programu Ansoft Serenade .....	18
Obr. 4.7:	Zapojení výstupního přizpůsobovacího obvodu tranzistoru BLV958 v Ansoft Serenade .....	19
Obr. 4.8:	Výsledky simulace výstupního přizpůsobovacího obvodu tranzistoru BLV958 v Ansoft Serenade .....	19
Obr. 4.9:	Modul výkonového zesilovače SIEMENS W30861 pro GSM.....	20
Obr. 4.10:	Vstupní obvod tranzistoru z modul výkonového zesilovače pro GSM .....	20
Obr. 4.11:	Výsledky simulace vstupního obvodu tranzistoru z modulu výkonového zesilovače pro GSM.....	21
Obr. 4.12:	Výstupní obvod tranzistoru z modul výkonového zesilovače pro GSM .....	21
Obr. 4.13:	Výsledky simulace výstupního obvodu tranzistoru z modulu výkonového zesilovače pro GSM.....	21



Obr. 4.14:	Výstupní obvod tranzistoru po modifikaci .....	22
Obr. 4.15:	Výsledky simulace modifikovaného výstupního obvodu .....	23
Obr. 5.1:	Druhy směrovostí vazebních členů: a) směrovost 1. druhu, b) směrovost 2. druhu, c) směrovost 3. druhu .....	24
Obr. 5.2:	Princip směrové odbočnice .....	25
Obr. 5.3:	Základní tvar čtvercové směrové odbočnice.....	26
Obr. 5.4:	Okno pro výpočet úseku mikropáskového vedení v obvodovém simulátoru Ansoft Designer .....	27
Obr. 5.5:	Schéma navržené hybridní SO včetně rozměrů mikropáskových úseků vedení.....	27
Obr. 5.6:	Analýza navržené hybridní SO v obvodovém simulátoru .....	28
Obr. 5.7:	Planární struktura navržené čtvercové hybridní SO s modifikovanými rozměry .....	28
Obr. 5.8:	Analýza navržené SO s modifikovanými rozměry v modulu pro numerickou analýzu planárních struktur.....	29
Obr. 5.9:	Zkosení mikropásku pro minimalizaci parazitních prvků [převzato z 7] ....	29
Obr. 5.10:	Konstrukční úpravy hybridní čtvercové SO a výsledná struktura hybridního slučovače-rozbočovače. ....	30
Obr. 5.11:	Analýza výsledné planární struktury hybridního slučovače - rozbočovače.	30
Obr. 5.12:	Vyrobený obvod hybridního slučovače - rozbočovače.....	31
Obr. 5.13:	Činitel odrazu $S_{11}$ na vstupu a vložný útlum $S_{21}$ [dB] .....	31
Obr. 5.14:	Činitel odrazu $S_{33}$ na vstupu a vazební útlum $S_{31}$ [dB].....	32
Obr. 5.15:	Činitel odrazu $S_{11}$ na vstupu a vazební útlum $S_{31}$ [dB].....	32
Obr. 5.16:	Činitel odrazu $S_{22}$ na vstupu a izolace $S_{32}$ mezi branami [dB].....	33
Obr. 5.17:	Poměr stojatých vln na bráně 1 .....	33
Obr. 5.18:	Poměr stojatých vln na bráně 2 a 3 .....	34
Obr. 5.12:	Vázané mikropáskové vedení .....	35
Obr. 5.13:	Znázornění rozložení elektrického pole vázaného vedení pro sudý (even) a lichý (odd) vid (převzato z [8]).....	35
Obr. 5.14:	Okno pro výpočet parametrů vázaného vedení v obvodovém simulátoru Ansoft Designer .....	36
Obr. 5.15:	Navržené vázané vedení (červeně) připojené do obvodu úseky vedení .....	36
Obr. 5.16:	Analýza elektrického obvodu z obr 5.15 v obvodovém simulátoru .....	37
Obr. 5.17:	Planární struktura směrové odbočnice z vázaných vedení .....	37
Obr. 5.18:	Analýza planární struktury směrové odbočnice z vázaných vedení .....	37
Obr. 6.1:	Hybridní zesilovač s modulem RA18H1213G .....	39

Obr. 6.2:	Závislost výstupního výkonu $P_{OUT}$ , proudu $I_D$ a výkonového zisku $G_P$ na vstupním výkonu $P_{IN}$ při $U_G = 5V$ .....	40
Obr. 6.3:	Charakteristiky obvodu RA18H1213G udané výrobcem (převzato z [3]) ..	41
Obr. 6.4:	Závislost výstupního výkonu $P_{OUT}$ , proudu $I_D$ a výkonového zisku $G_P$ na vstupním výkonu $P_{IN}$ při $U_G = 4,8V$ .....	42
Obr. 6.5:	Závislost výstupního výkonu $P_{OUT}$ , proudu $I_D$ a výkonového zisku $G_P$ na vstupním výkonu $P_{IN}$ při $U_G = 4,6V$ .....	43
Obr. 6.6:	Závislost výstupního výkonu $P_{OUT}$ , proudu $I_D$ a výkonového zisku $G_P$ na vstupním výkonu $P_{IN}$ při $U_G = 4,4V$ .....	44
Obr. 6.7:	Závislost výstupního výkonu $P_{OUT}$ , proudu $I_D$ a výkonového zisku $G_P$ na vstupním výkonu $P_{IN}$ při $U_G = 4,2V$ .....	44
Obr. 6.8:	Závislost výstupního výkonu $P_{OUT}$ a proudu $I_D$ na předpětí $U_G$ při $P_{IN} = 19,2dBm$ .....	45
Obr. 6.9:	Převodní charakteristika diodového detektoru.....	46
Obr. 7.1:	Modul výkonového zesilovače s obvodem pro nastavení a stabilizaci prac. bodu.....	48

## SEZNAM TABULEK

Tab. 6.1:	Naměřené a vypočtené hodnoty hybridního zesilovače při $U_G = 5V$ .....	40
Tab. 6.2:	Srovnání referenčního a změřeného výstupního výkonu zesilovače pro $U_G = 5V$ .....	41
Tab. 6.3:	Naměřené a vypočtené hodnoty hybridního zesilovače při $U_G = 4,8V$ .....	42
Tab. 6.4:	Naměřené a vypočtené hodnoty hybridního zesilovače při $U_G = 4,6V$ .....	42
Tab. 6.5:	Naměřené a vypočtené hodnoty hybridního zesilovače při $U_G = 4,4V$ .....	43
Tab. 6.6:	Naměřené a vypočtené hodnoty hybridního zesilovače při $U_G = 4,2V$ .....	44

# ÚVOD

Diplomová práce se zabývá problematikou vysokofrekvenčních výkonových zesilovačů. Důraz je kladen na srovnání vlastností jednotlivých tříd, ve kterých mohou zesilovače pracovat a dále na návrh konkrétního výkonového zesilovače pro pásmo 23 cm (1296 MHz).

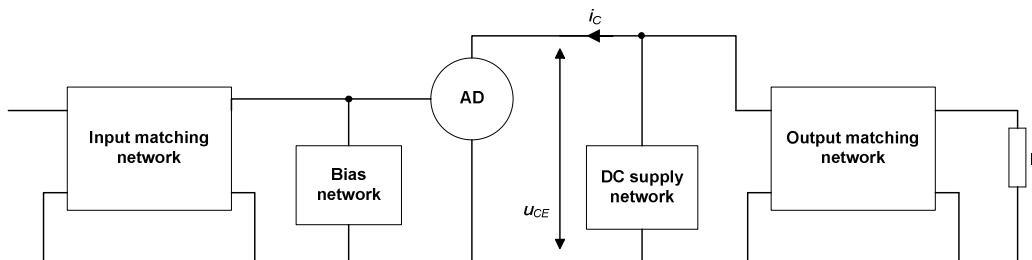
Vysokofrekvenční zesilovače představují největší skupinu obvodů vysokofrekvenční techniky. Vysokofrekvenční výkonové zesilovače se používají v aplikacích, kde je potřeba dodat do zátěže signál dostatečně velkého výkonu. Nejčastější aplikací jsou koncové stupně rádiových vysílačů. Vysokofrekvenční výkonové zesilovače jsou tedy hlavní součástí všech bezdrátových komunikačních systémů. Základní dělení se může řídit podle šířky pásma kmitočtů, kterou má zesilovač zpracovat. Podle tohoto kritéria lze zesilovače dělit na úzkopásmové a širokopásmové. Úzkopásmové zesilovače představují zpravidla laděné zesilovače, jejichž kmitočet je buď pevně nastavený, nebo se průběžně mění laděním LC obvodu. Širokopásmové zesilovače by měly být schopny zesílit celé pásmo kmitočtů, přivedené na jeho vstup a to pokud možno se stejnou výstupní úrovní. Hranice tohoto dělení není přesně definována, avšak nejčastěji se používá dělení podle hodnoty poměru šířky pásma  $B$  (pro pokles o 3 dB) ku střednímu kmitočtu  $f_s$  [1]. Pro úzkopásmové zesilovače platí  $B < 0,1 \cdot f_s$ , pro širokopásmové  $B > 0,1 \cdot f_s$ . Dalším kritériem dělení je velikost výstupního výkonu a účinnost, což se odvíjí na použitém aktivním prvku, nastavení klidového pracovního bodu a pracovní třídě, optimálním přizpůsobení všech obvodů, počtu zesilovacích stupňů apod. Jsme-li omezeni možnostmi stejnosměrného napájecího příkonu (typicky, ale nejen, v mobilních aplikacích), je důležité navrhnout zesilovač s co největší účinností. Jednou z metod, pro zvětšení výstupního výkonu a zlepšení účinnosti je práce zesilovače ve spínaném režimu a omezení vyšších harmonických na výstupu zesilovače. Svá specifika přináší i frekvenční pásmo, pro které je zesilovač určen. Pro pásma dosahujících centimetrových až milimetrových vln lze s výhodou využívat obvodů sestavených z planárních struktur.

Pro případ návrhu výkonového zesilovače pro pásmo 23 cm je požadován především vysoký výstupní výkon. Toho nelze jednoduše dosáhnout použitím jediného aktivního prvku, proto je požadavkem řešit zesilovač jako paralelně zapojenou dvojici zesilovačů s následným sloučením výkonu na výstupu. V rámci semestrálního projektu byly navrženy některé dílčí prvky zesilovače a počítačovými simulacemi ověřeny jejich vlastnosti.

Cílem diplomové práce je navrhnout desky plošných spojů, realizovat zapojení vysokofrekvenčního výkonového zesilovače, a provést měření skutečných parametrů.

# 1 PARAMETRY ZESILOVAČE

Náhradní obvod výkonového zesilovače je nakreslen na obr. 1.1. Zesilovače tvoří aktivní prvek (AD), obvod pro nastavení klidového pracovního bodu (bias network), napájecí obvod (DC supply network) a přizpůsobovací obvody na vstupu a výstupu (matching network).



Obr. 1.1: Náhradní obvod výkonového zesilovače

Základními aktivními prvky ve vysokofrekvenční technice jsou zpravidla bipolární a unipolární tranzistory. Vývojově starší bipolární tranzistory jsou v současné době používány v kmitočtové oblasti až do cca 20 GHz. Vyrábějí se typy s extrémně malým šumovým číslem a s velkým rozsahem výstupních výkonů dosahujících až stovek wattů. Vývojově mladší unipolární tranzistory mají, ve srovnání s bipolárními tranzistory, odlišné admitanční vlastnosti, menší nelineární zkreslení a lepší šumové vlastnosti. Běžné typy se používají do kmitočtů cca 2 GHz, tranzistory FET se Schottkyho hradlem typu MESFET a novější tranzistory HEMT se mohou používat až do kmitočtů desítek GHz [1].

Tranzistory jsou nelineární prvky, jejichž parametry závisí na teplotě a kmitočtu, jejich modelování je tudíž komplikované. Před použitím tranzistoru ve funkci zesilovače je nutné nejdříve nastavit a stabilizovat jeho klidový pracovní bod. Pracuje-li tranzistor s velkým střídavým signálem, pohybuje se pracovní bod po příslušné charakteristice v takovém rozsahu, že se projevuje její nelinearita. V takovém případě je pro popis chování tranzistoru vhodný fyzikální model vystihující nejen lineární vlastnosti, ale i případnou kmitočtovou a teplotní závislost. Naopak, pracuje-li tranzistor s malým signálem, pohybuje se pracovní bod pouze v blízkém okolí klidového pracovního bodu a jeho dráhu po příslušné charakteristice lze považovat za téměř lineární. Tranzistor je pak možné považovat za linearizovaný dvojbran.

K popisu tranzistorů ve vysokofrekvenční technice využívají především dvojbranové parametry admitanční (Y) a rozptylové (S), pro pomocné výpočty se někdy využívá i kaskádních (A) a kaskádních rozptylových (t) parametrů.

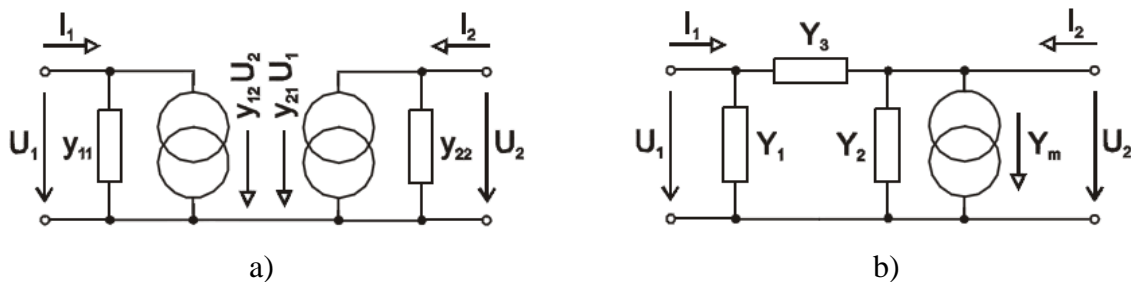
**Admitanční parametry** jsou definovány při zkratovaném vstupu nebo výstupu tranzistoru (zkrat je proveden pouze pro střídavé signály – poloha klidového stejnosměrného pracovního bodu se nemění) [1]. Na vyšších kmitočtech (od cca 300 MHz) se používají pouze parametry rozptylové, definované pro impedanční přizpůsobení na vstupu i výstupu.

Pomocí admitančních parametrů se tranzistor popisuje dvojbranovými rovnicemi ve tvaru

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2 \quad (1.1)$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2 \quad (1.2)$$

kde  $I_1, I_2, U_1, U_2$  jsou komplexní amplitudy příslušných bránových proudů a napětí.



Obr. 1.2: a) Matematický model tranzistoru, b) modifikovaný matematický model tranzistoru

Na obr. 1.2a je nakreslen matematický model tranzistoru sestavený na základě výše uvedených rovnic. Z těchto rovnic vyplývá definice jednotlivých admitančních parametrů.

Vstupní admitance při výstupu nakrátko ( $U_2 = 0$ ): 
$$y_{11} = \left( \frac{I_1}{U_1} \right)_{U_2=0} \quad (1.3)$$

Zpětnovazební admitance při vstupu nakrátko ( $U_1 = 0$ ): 
$$y_{12} = \left( \frac{I_1}{U_2} \right)_{U_1=0} \quad (1.4)$$

Přenosová admitance při výstupu nakrátko ( $U_2 = 0$ ): 
$$y_{21} = \left( \frac{I_2}{U_1} \right)_{U_2=0} \quad (1.5)$$

Výstupní admitance při vstupu nakrátko ( $U_1 = 0$ ): 
$$y_{22} = \left( \frac{I_2}{U_2} \right)_{U_1=0} \quad (1.6)$$

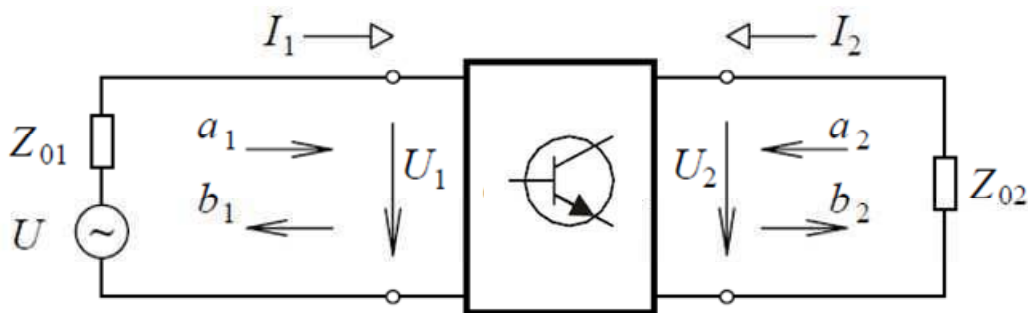
Parametry  $y_{11}$  a  $y_{22}$  udává výrobce obvykle v kartézském tvaru, naproti tomu parametry  $y_{12}$  a  $y_{21}$  mají sice rozměr admitance, ale ve skutečnosti jsou to přenosy vyjadřující zpětné ovlivňování vstupu výstupem (zpětnovazební admitance) resp. zesilovací schopnost tranzistoru (přenosová admitance). Proto jsou udávány v polárním tvaru [1].

V některých případech je výhodnější použít modifikovaného modelu, nakresleného na obr. 1.2b, obsahující pouze jediný proudový zdroj s parametrem  $Y_m$  (někdy též  $S$  nebo  $g_m$ ), nazývaným strmost tranzistoru. Pro bránové proudy modifikovaného modelu pak platí rovnice

$$I_1 = Y_1 U_1 + Y_3 (U_1 - U_2) \quad (1.7)$$

$$I_2 = Y_2 U_2 - Y_3 (U_1 - U_2) + Y_m U_1. \quad (1.8)$$

U modelu s **rozptylovými parametry** nejsou vlastnosti tranzistoru charakterizovány bránovými proudy a napětími, ale dopadajícími a odraženými napěťovými vlnami, jak je znázorněno na obr. 1.3. Dopadající vlny jsou označeny symbolem  $a$ , odražené vlny symbolem  $b$ . Index 1 označuje vlny na vstupu tranzistoru, index 2 vlny na výstupu.



Obr. 1.3: Zapojení pro stanovení rozptylových parametrů

Tranzistor je napájen zdrojem napětí  $U$  s vnitřní impedancí  $Z_{01}$ . Zdroj je s tranzistorem spojen vedením s charakteristickou impedancí  $Z_{01}$ . Podél vedení se šíří přímá vlna  $a_1$  (od zdroje k tranzistoru) a odražená vlna  $b_1$ . Tranzistor je zatížen zátěží  $Z_{02}$ , se kterou je spojen vedením s charakteristickou impedancí  $Z_{02}$ . Podél vedení se šíří přímá vlna  $a_2$  (od zátěže k tranzistoru) a odražená vlna  $b_2$  (od tranzistoru směrem k zátěži). V případě, že  $a_2 = 0$ , je tranzistor, vedení a zátěž impedančně přizpůsobená a nedochází zde k odrazu. Totéž platí i pro vstup tranzistoru. Podmínkou impedančního přizpůsobení je rovnost reálných i imaginárních částí uvažovaných impedancí.

Z vln šířících se podél vedení a z charakteristických impedancí můžeme vypočíst napětí a proud na vedení

$$U_n = \sqrt{Z_{0n}} (a_n + b_n), \quad (1.9)$$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}} (a_n - b_n). \quad (1.10)$$

Opačně z proudů a napětí lze vypočíst přímou a odraženou vlnu

$$a_n = \frac{1}{2} \left( \frac{U_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} I_n \right), \quad (1.11)$$

$$b_n = \frac{1}{2} \left( \frac{U_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} I_n \right). \quad (1.12)$$

Vzájemnou závislost dopadajících a odražených vln vyjadřují rovnice

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2, \quad (1.13)$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2, \quad (1.14)$$

ze kterých vyplývají definiční vztahy jednotlivých rozptylových parametrů.

Napěťový činitel odrazu na vstupu za podmínky, že na výstupu je tranzistor dokonale přizpůsoben ( $a_2 = 0$ ):

$$s_{11} = \left( \frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad (1.15)$$

Přenos z výstupu na vstup (zpětný přenos) za podmínky dokonalého přizpůsobení vstupu ( $a_1 = 0$ ):

$$s_{12} = \left( \frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad (1.16)$$

Přenos v přímém směru při dokonalém přizpůsobení zátěže ( $a_2 = 0$ ):

$$s_{21} = \left( \frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad (1.17)$$

Činitel odrazu na výstupu za podmínky dokonalého přizpůsobení na vstupu ( $a_1 = 0$ ):

$$s_{22} = \left( \frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad (1.18)$$

Rozptylové parametry tranzistoru jsou bezrozměrná komplexní čísla závislá na pracovním bodu tranzistoru, kmitočtu, teplotě a také na charakteristické impedanci vedení.

Nejdůležitějšími parametry zesilovače jsou činný výkon výstupního signálu (obvykle výkon 1. harmonické  $P_1$ ), stejnosměrný příkon zesilovače  $P_{DC}$ , výkonová účinnost  $\eta$  (Power Efficiency) a přidaná výkonová účinnost PAE (Power Added Efficiency):

$$\eta = \frac{P_1}{P_{DC}} \cdot 100 \quad [\%], \quad PAE = \frac{P_1 - P_{in}}{P_{DC}} \cdot 100 \quad [\%], \quad (1.19a,b)$$

kde  $P_{in}$  je činný výkon vstupního signálu zesilovače. Výkonový zisk zesilovače



$A_{\text{PdB}}$  je definován poměrem činného výkonu na vstupu a výstupu zesilovače:

$$A_{\text{PdB}} = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \text{ [dB]} . \quad (1.20)$$

Šumové vlastnosti zesilovače charakterizují zpravidla jeho výsledné šumové vlastnosti. Šumový činitel  $F$  (Noise Factor) linearizovaného zesilovače je definován vztahem

$$F = \frac{\frac{P_{Si}}{P_{Ni}}}{\frac{P_{So}}{P_{No}}} , \quad (1.21)$$

kde  $P_{Si}$  je výkon na vstupu zesilovače,  $P_{Ni}$  je výkon šumu na vstupu zesilovače,  $P_{So}$  je výkon signálu na výstupu zesilovače a  $P_{No}$  je výkon šumu na výstupu zesilovače.

Šumové číslo  $F_{\text{dB}}$  (Noise Figure) je šumový činitel vyjádřený v dB:

$$F_{\text{dB}} = 10 \log F . \quad (1.21)$$

Uvažujeme-li kaskádu zesilovačů zapojených za sebou, první zesilovač má šumový činitel  $F_1$  a dosažitelné výkonové zesílení  $A_{Pa1}$ , druhý  $F_2$  a  $A_{Pa2}$  atd. Výsledný šumový činitel této kaskády je určen Friisovým vztahem:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{Pa1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{Pa1} A_{Pa2}} + \frac{F_4 - 1}{A_{Pa1} A_{Pa2} A_{Pa3}} + \dots \quad (1.21)$$

Pro dosažení minimálního šumového činitele je důležité, aby šumový činitel prvních zesilovacích stupňů byl co nejmenší.

Protože šumový činitel neobsahuje údaj o zesílení zesilovače a nedává tak dostatečnou informaci o vhodnosti použití zesilovače, byla zavedena bezrozměrná veličina míra šumu  $M$  (Noise Measure). Míra šumu bude tím menší, čím menší bude šumový činitel  $F$  a čím větší bude dosažitelné výkonové zesílení  $A_{Pa}$ .

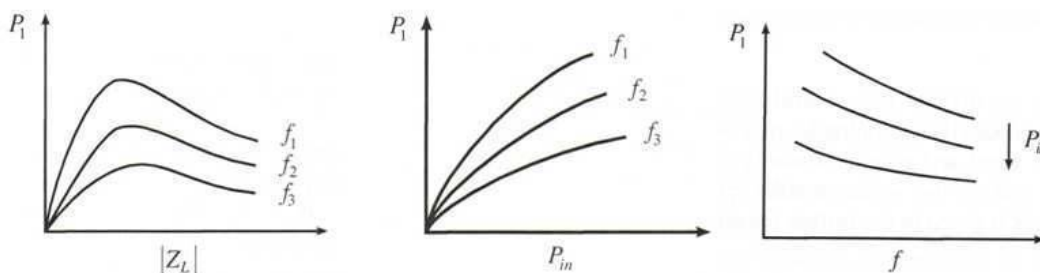
$$M = \frac{F - 1}{1 - \frac{1}{A_{Pa}}} . \quad (1.22)$$

Parametry vstupního budícího signálu a napájecího zdroje podstatně ovlivňují činnost výkonového zesilovače. Mezi tyto vnější parametry zahrnujeme činný výkon vstupního signálu  $P_{\text{in}}$ , frekvenci budícího signálu  $f$ , vnitřní impedance budícího zdroje  $Z_i$ , napětí napájecího zdroje a impedance zátěže  $Z_L$  na výstupu tranzistoru.

Závislosti parametrů zesilovače na vnějších parametrech popisují následující

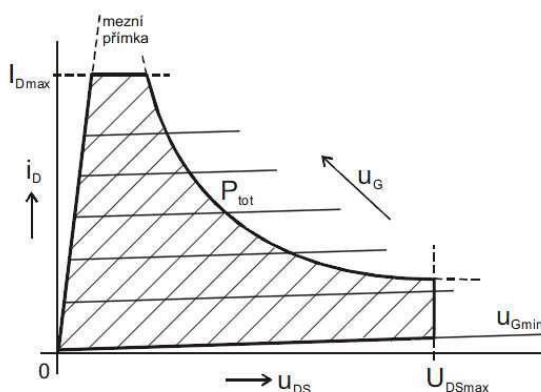
charakteristiky:

- zatěžovací charakteristika (obr.1.4a): závislost  $P_I$ ,  $P_{DC}$ ,  $\eta$  nebo  $A_{\text{pdB}}$  na impedanci zátěže  $Z_L$ ,
- amplitudová charakteristika (obr.1.4b): závislost  $P_I$ ,  $P_{DC}$ ,  $\eta$ ,  $A_{\text{pdB}}$  na výkonu vstupního signálu  $P_{in}$ ,
- frekvenční charakteristika (obr.1.4c): závislost  $P_I$ ,  $P_{DC}$ ,  $\eta$ ,  $A_{\text{pdB}}$  na frekvenci  $f$  budícího zdroje.



Obr. 1.4: a) zatěžovací charakteristika, b) amplitudová charakteristika, c) frekvenční charakteristika

Při zpracování signálů velkých výkonů se mohou vstupní i výstupní napětí, proudy a výkony blížit maximálním přípustným hodnotám použitých aktivních a pasivních prvků. Na obr. 1.5 je zjednodušeně naznačena pracovní oblast tranzistoru FET, ve které by se měl pohybovat pracovní bod. Pro nejčastěji užívané zapojení se společným emitorem je tato oblast vymezena maximálním kolektorovým napětím  $U_{\text{DSmax}}$ , maximálním kolektorovým proudem  $I_{\text{Dmax}}$ , maximálním celkovým ztrátovým výkonem  $P_{\text{tot}}$ , mezní přímkou a výstupní charakteristikou  $u_{\text{Gmin}}$  [1].



Obr. 1.5: Vymezení pracovní oblasti tranzistoru (převzato z [1])

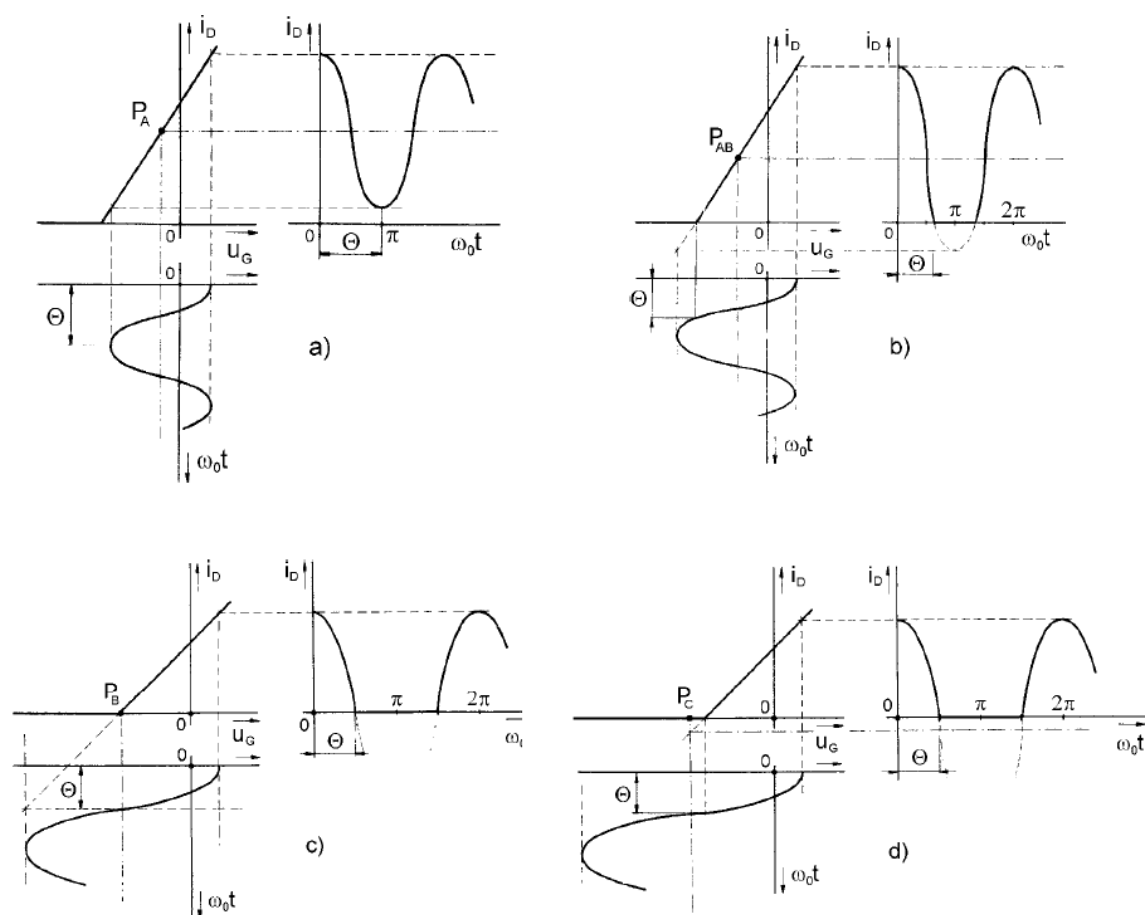
Nelineární výkonový zesilovač může pracovat v následujících režimech: nenasycený, kritický, přesycený, spínaný. Režim zesilovače lze určit z dynamické zatěžovací přímky a polohy pracovního bodu na převodní charakteristice.

Režim nenasyčení nastane, když se dynamická zatěžovací přímka nachází mezi aktivní a omezující oblastí. Pohybuje-li se pracovní bod do oblasti saturační přímky, jedná se o stav přesycení. Kritický stav se nachází mezi oblastí nasycení a přesycení. Spínaný režim znamená, že tranzistor jako ideální spínač přechází z vypnutého stavu do stavu saturace.

## 2 PRACOVNÍ TŘÍDY ZESILOVAČE

Výkonové zesilovače dělíme do několika tříd v rámci dvou hlavních skupin, závisících na amplitudě vstupního signálu, nastavení pracovního bodu, napájecích podmínek a vlastnostech vstupního a výstupního přizpůsobovacího obvodu: 1) základní pracovní třídy A, B, AB, C a 2) pracovní třídy, jejichž společným rysem je spínací režim tranzistoru, zajištěný dostatečně velkým vstupním signálem. Výstupní signál prochází selektivními obvody, které z něj vyberou potřebnou spektrální složku. Tyto třídy se označují písmeny D, E, F a S.

Základní pracovní třída zesilovače je definována polovičním úhlem otevření  $\Theta$ , který se stanoví jako polovina části celkové periody výstupního signálu, po kterou prochází tranzistorem nenulový proud. Velikost úhlu otevření závisí především na poloze klidového pracovního bodu na voltampérové převodní charakteristice tranzistoru. Podle hodnot, kterých může poloviční úhel otevření  $\Theta$  nabývat, rozlišujeme tři základní třídy označované písmeny A, B, C a jednu mezitřidu AB.



Obr. 2.1: Pracovní třídy zesilovače (převzato z [1])

Na obr. 2.1 je nakresleno odvození průběhu výstupního proudu, včetně stanovení úhlu  $\Theta$ . Je uvažován tranzistor FET s ochuzováním kanálu typu N a použita převodní

charakteristika tranzistoru  $i_D = f_2(u_G)$  aproximovaná lomenou přímkou.

## 2.1 Třída A

O klidové poloze pracovního bodu  $P_A$ , tedy v době kdy není přiveden vstupní střídavý signál, se předem rozhodne vnějším obvodem, např. odporovým děličem v hradle tranzistoru. Pracovní bod se nastavuje do takového místa charakteristiky, které bude uprostřed mezi možnou maximální a minimální hodnotou proudu  $i_D$ , v lineární části převodní charakteristiky (obr. 2.1a). Při správném nastavení je tranzistor otevřen po celou dobu periody vstupního signálu a proto je poloviční úhel otevření  $\Theta_A = \pi$ . Jakýkoliv vstupní signál s přiměřenou amplitudou nezpůsobí vychýlení pracovního bodu mimo oblast charakteristiky, rozkmit vstupního signálu nezasahuje do oblasti zániku kolektorového proudu. Výstupní signál není zkreslený. Protože i bez buzení prochází zesilovacím prvkem poměrně velký kolektorový proud, má tato třída malou účinnost, podle teoretické hodnoty  $\eta_A = 50\%$ .

## 2.2 Třída B

Zesilovač pracující ve třídě B má klidový pracovní bod  $P_B$  umístěn v bodě zániku kolektorového proudu (obr. 2.1c). Z toho plyne, že pracovní bod tranzistoru se pohybuje v aktivní oblasti po dobu odpovídající nejvýše polovině periody vstupního signálu. Proto poloviční úhel otevření je  $\Theta_B = \pi/2$ . Výstupní signál je silně zkreslen – jedna půlperiody vstupního signálu je potlačena. U zesilovačů třídy B klidovou polohu pracovního bodu zvenku nenastavujeme. Protože v klidovém stavu, tj. bez buzení vstupním střídavým signálem, neprochází tranzistorem žádný proud, má zesilovač pracující v této třídě velkou účinnost, teoreticky  $\eta_B = 78,54\% = (\pi/4) \cdot 100\%$ . Zesilovače pracující ve třídě B se s výhodou využívá v tzv. dvojčinném nebo komplementárním zapojení.

## 2.3 Třída AB

Třída AB (obr. 2.1b) má klidový pracovní bod umístěný mezi polohami pracovního bodu pro třídu A a třídu B, blíže k bodu zániku kolektorového proudu. Vstupní signál je natolik velký, že jeho část zasahuje do oblasti zániku kolektorového proudu. Pro poloviční úhel otevření platí  $\pi > \Theta_{AB} > \pi/2$ . Zkreslení výstupního signálu je větší než u třídy A, ale menší než u třídy B. Teoretická účinnost mezitřídy AB se rovněž pohybuje mezi účinnostmi pro třídu A a B v rozmezí  $50\% < \eta_{AB} < 78,54\%$ . Pracovní bod se nastavuje zvenku, např. odporovým děličem. Zároveň je nutné zajistit jeho stabilizaci tak, aby vlivem parazitních vlivů (např. rostoucí teploty) nedocházelo k posouvání pracovního bodu směrem ke třídě A.

## 2.4 Třída C

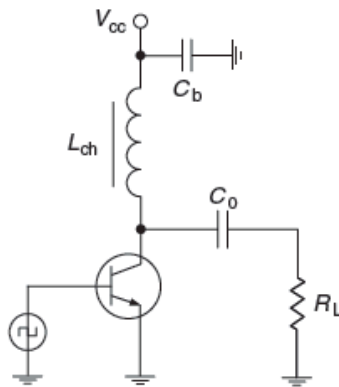
Pro zesilovač pracující ve třídě C je typické, že jeho klidový pracovní bod  $P_C$  je umístěn v oblasti zániku kolektorového proudu (obr. 2.1d). Část vstupního signálu se ořízne a zbytek zesílí. Zkreslení signálu je ještě větší než u třídy B. Poloviční úhel otevření je  $\Theta_C < \pi/2$ . Teoretická účinnost třídy C je  $\eta_C = 100\%$ , avšak této hodnoty je dosaženo při nulovém výkonu  $P_{in}$ . Vysokofrekvenční zesilovač třídy C bezpodmínečně vyžaduje ve výstupním obvodu rezonanční laděný obvod. Další podmínkou je velký budící vysokofrekvenční výkon, který musí překonat předpětí v bázi tranzistoru.

## 2.5 Třída D

Třída D se řadí mezi třídy, ve kterých aktivní prvek pracuje ve spínacím režimu. Tím je zajištěna vysoká účinnost takového zesilovače. Je-li tranzistor v sepnutém stavu, napětí na kolektoru se blíží nule a přes aktivní prvek teče vysoký proud. Je-li tranzistor v rozepnutém stavu, prochází nulový proud a na výstupu je plné napětí. Odezva výstupního dolnoproustního filtru pak odpovídá přivedenému vstupnímu signálu.

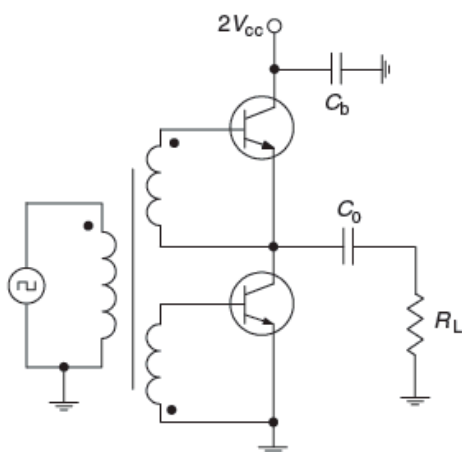
Pro třídu D uvažujeme několik možných způsobů realizace:

- 1) Jednoduchý zesilovač (obr 2.2),
- 2) Zesilovač v dvojčinném zapojení (obr 2.3),
- 3) Zesilovač s komplementárními tranzistory (2.4) a další.

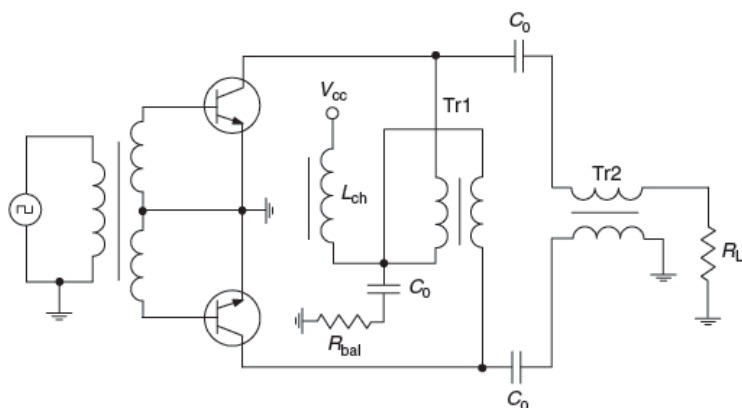


Obr. 2.2: Jednoduchý zesilovač pracující ve třídě D

Tlumivka  $L_{ch}$  je vysokofrekvenční tlumivka k přivedení stejnosměrného napájecího napětí,  $C_b$  je blokovací kondenzátor a  $C_0$  slouží jako vazební kondenzátor oddělující napájecí napětí  $V_{cc}$  od zátěže.



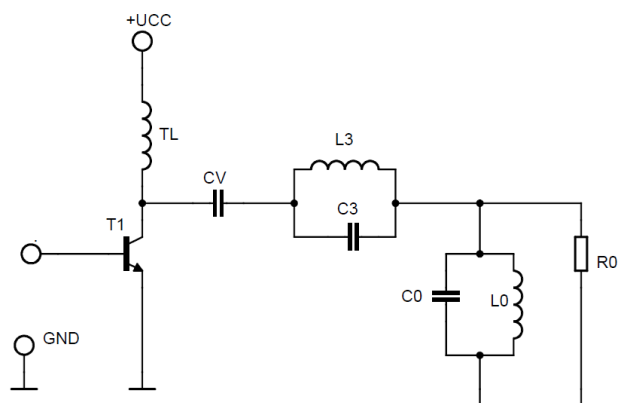
Obr. 2.3: Zesilovač třídy D v dvojčinném zapojení



Obr. 2.4: Zesilovač třídy D s komplementárními tranzistory (obr. převzaty z [2])

## 2.6 Třída F

Třída F se řadí rovněž mezi třídy se spínaným režimem tranzistoru. Vysoké účinnosti je dosahováno maximálním zploštěním tvaru proudu a napětí na kolektoru aktivního prvku. Toho je dosaženo zatížením sudých harmonických nulovou impedancí a naopak zatížením lichých harmonických velmi velkou impedancí. Tímto je proud a napětí kolektoru zformováno do obdélníkových tvarů o délce půl periody. Výsledkem je nulový součin těchto průběhů na aktivním prvku a z toho i nulový rozptylový výkon, který zaručuje stoprocentní teoretickou účinnost. Zjednodušené schéma zesilovače třídy F je znázorněno na obr. 2.5. Tranzistor zde plní funkci zdroje proudu a vytváří půlsinusové průběhy proudu. Výstupní rezonanční obvod  $L_0C_0$  naladěný na základní kmitočet filtruje všechny vyšší harmonické složky a na výstupu bude pouze harmonické napětí. Obvod  $L_3C_3$  je naladěný na třetí harmonickou složku. Namísto tohoto obvodu může být použito čtvrtvlnné vedení, nahrazující nekonečný počet rezonančních obvodů. Tím je zaručena maximální možná účinnost.



Obr. 2.5: Zjednodušené schéma zesilovače ve třídě F



### 3 ZÁSADY KONSTRUKCE VYSOKOFREKVENČNÍCH OBVODŮ

Konstrukce vysokofrekvenčních obvodů přináší mnohá úskalí, která je nutné při realizaci výrobku uvažovat. Více než v nízkofrekvenční technice závisí kvalitní činnost vysokofrekvenčního zesilovače na proudu kolektoru, změnách teploty a na změnách napájecího napětí. Zařízení, které v simulačním programu spolehlivě funguje, může na desce plošných spojů pracovat špatně, případně zcela odmítat činnost.

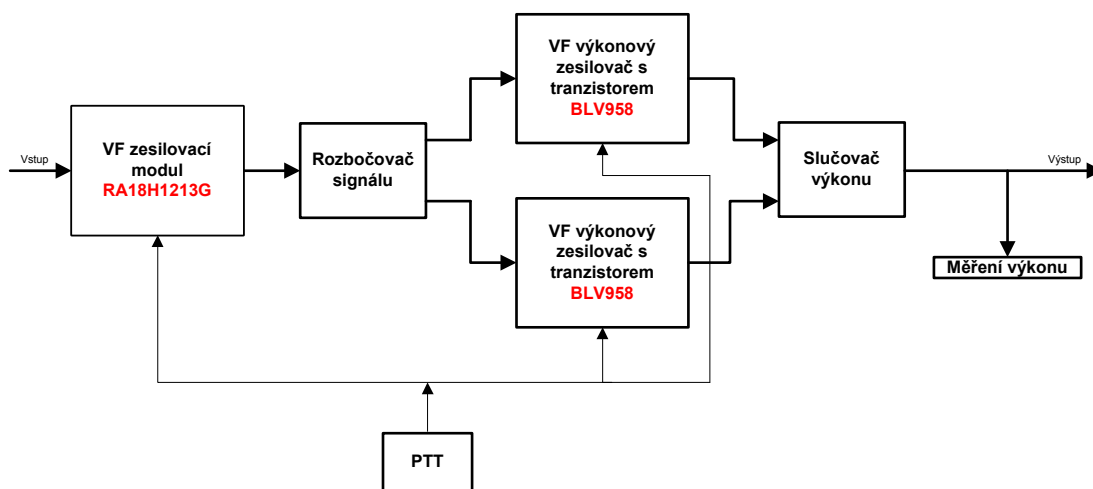
Při konstrukci vysokofrekvenčního zesilovače je třeba dbát ohled na vhodné uspořádání součástek na desce plošných spojů a na použití součástek vhodných pro vysoké frekvence. Veškeré spoje mezi součástkami a přívodní vodiče součástek by měly být co nejkratší. Zemnění součástek vstupního obvodu soustředit do jednoho místa a podobně dodržet i společný bod pro zemnění výstupního obvodu a jemu příslušných prvků. Zamezení šíření vysokofrekvenčního signálu do nežádoucích míst obvodu lze provést důsledným blokováním studených konců vysokofrekvenčního obvodu pomocí kondenzátorů. Toto se především týká rozvodu napájecího napětí. Přívod napájecího napětí by měl být realizován přes malou tlumivku s feritovým jádrem a následně blokován kondenzátorem. Pro rozvod napájecího napětí mezi zesilovacími stupni oddělenými stínícími přepážkami je vhodné používat průchodkové kondenzátory. Průchodkový kondenzátor se uzemňuje celou kruhovou plochou na průchozí stěně. Stínící přepážka musí být také řádně uzemněna. Promyšleným rozmístěním součástek lze zamezit vzniku kladné zpětné vazby. Vysokofrekvenční pole se rozkládá nejen kolem cívek, ale i mezi samotnými spoji. Mezi součástkami a spoji rovněž vznikají také kapacitní vazby. Z těchto důvodů není vždy možné řadit součástky těsně vedle sebe. Nelze podceňovat ani vznik galvanické vazby, která je způsobena různými proudy mezi zemními body, nevhodně rozloženými na zemním spoji. Z důvodu malé plochy přívodů je vhodné používat součástky typu SMD.

## 4 NÁVRH ZESILOVAČE PRO PÁSMO 23 cm

Pásmo 23 cm (1296 MHz) spadá do pásma ultrakrátkých vln (UKV) a dle národní kmitočtové tabulky je lze použít pro radioamatérskou službu s následujícími typy provozu:

- A1 – nemodulovaná telegrafie (klíčování nosné)
- A3 – amplitudově modulovaný hlasový provoz (fonie)
- A5 – amplitudově modulovaný TV obraz
- F2 – kmitočtově modulovaná telegrafie
- F3 – kmitočtově modulovaný hlasový provoz (fonie)
- F5 – kmitočtově modulovaný TV obraz
- Dig – digitální modulace

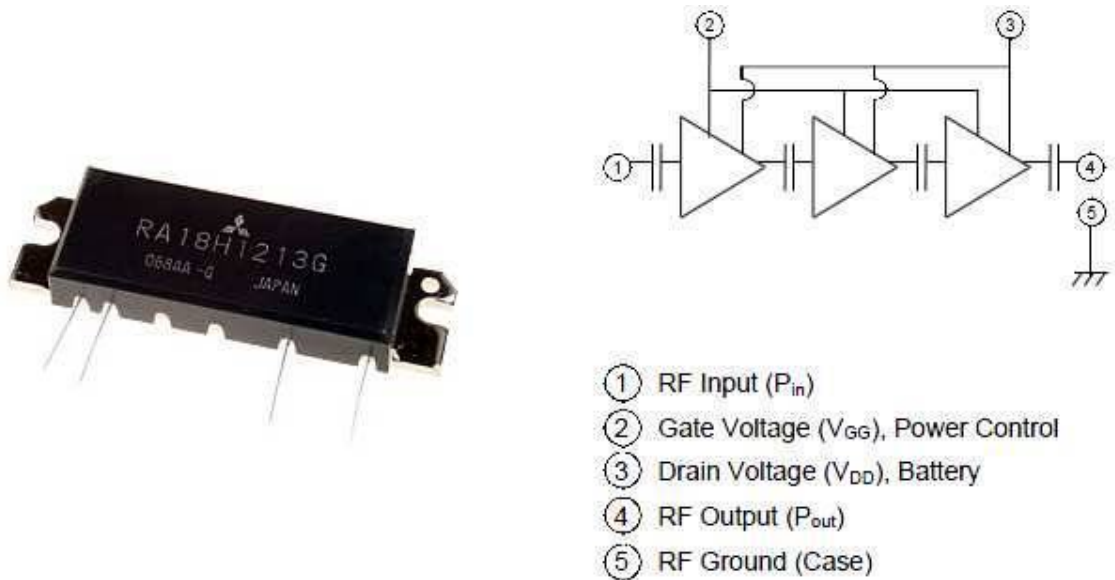
Na základě požadavků zadání byl navržen koncept zesilovače, jehož blokové schéma je na obr. 4.1. Kompletní zesilovač se skládá z několika obvodů. Na vstupu se nachází hybridní zesilovací modul s integrovaným zesilovačem RA18H1213G. Výstupní signál z tohoto modulu je dále rovnoměrně rozdělen pomocí rozbočovače do dvou větví a přiveden na vstup vysokofrekvenčních výkonových zesilovačů. Tyto zesilovače pracují nezávisle na sobě. Aktivním prvkem je použit tranzistor BLV958. U obou zesilovačů se předpokládají stejné výstupní výkony, které jsou na výstupu opět sloučeny pomocí slučovače. Na výstupu obvodu se uvažuje s umístěním směrové odbočnice pro možnost měření výstupního výkonu. U této odbočnice je základním požadavkem, aby do cesty výstupního signálu vnášela co nejmenší útlum a neovlivňovala výstupní signál. Zesilovače jsou spínány negativním signálem PTT. Pro výrobu desek plošných spojů byl zvolen materiál FR4 s relativní permitivitou  $\epsilon_r = 4,4$  a výškou substrátu  $h = 0,76$  mm.



Obr. 4.1: Koncept výkonového zesilovače – blokové schéma

## 4.1 Popis použitých aktivních prvků

Modul RH18H1213G výrobce MITSUBISHI ELECTRIC je 18 W zesilovací modul na bázi MOSFET. Napájecím napětím 12,5 V je předurčen pro mobilní aplikace v rozsahu kmitočtů 1,24 až 1,30 GHz. Modul, popis vývodů a jeho blokové schéma je znázorněno na obr 4.2.



Obr. 4.2: Modul RH18H1213G a jeho blokový diagram (převzato z [3])

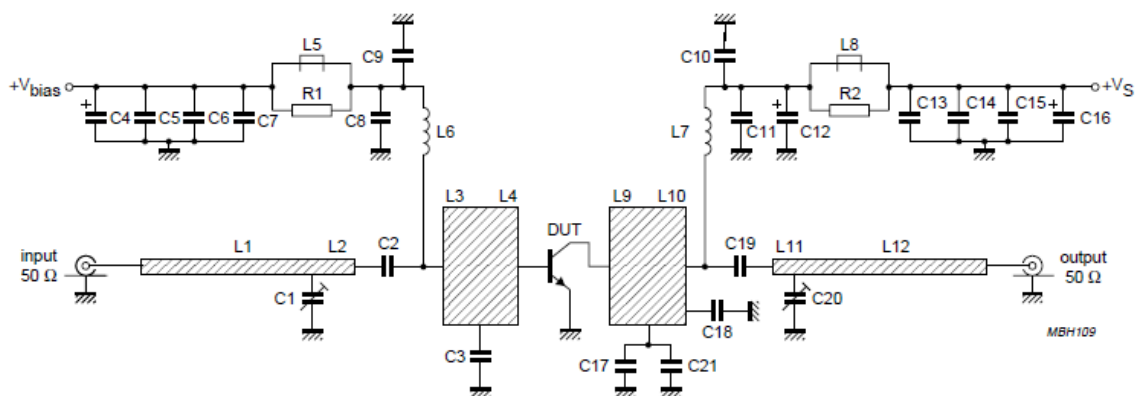
Tranzistor BLV958 výrobce PHILIPS je křemíkový planárně epitaxní tranzistor typu NPN navržený pro použití v zapojení se společným emitorem ve třídě AB. Tranzistor má vlastní přizpůsobovací vstupní a výstupní obvody realizované prostřednictvím MOS kapacitorů, což zaručuje snadnější přizpůsobení tranzistoru k obvodům zesilovače, vyšší zisk a účinnost. Zapouzdření je provedeno pouzdem SOT391A (obr. 4.3) a vývody jsou pro zajištění vyšší spolehlivosti pozlacené. Tranzistor je primárně navržen pro koncové stupně základnových stanic systému GSM pracujících ve frekvenčním pásmu 800 až 960 MHz, kde při napětí  $V_{CE} = 26$  V lze u tohoto tranzistoru dosáhnout výstupního výkonu 75 W a účinnosti větší než 50%.



Obr. 4.3: Tranzistor BLV958 v pouzdře SOT391A

Před samotným návrhem výkonového zesilovače pro pásmo 23 cm byly simulacemi nejprve ověřeny parametry jednak výrobcem doporučeného zapojení pro výkonový tranzistor BLV958 a také parametry zapojení zesilovače z výkonového modulu GSM, ve kterém byl použit stejný typ tranzistoru. Zapojení udané výrobcem tranzistoru i výkonový GSM modul byl určen pro kmitočet 960 MHz.

## 4.2 Analýza výkonového zesilovače s tranzistorem BLV958 dle zapojení doporučeného výrobcem

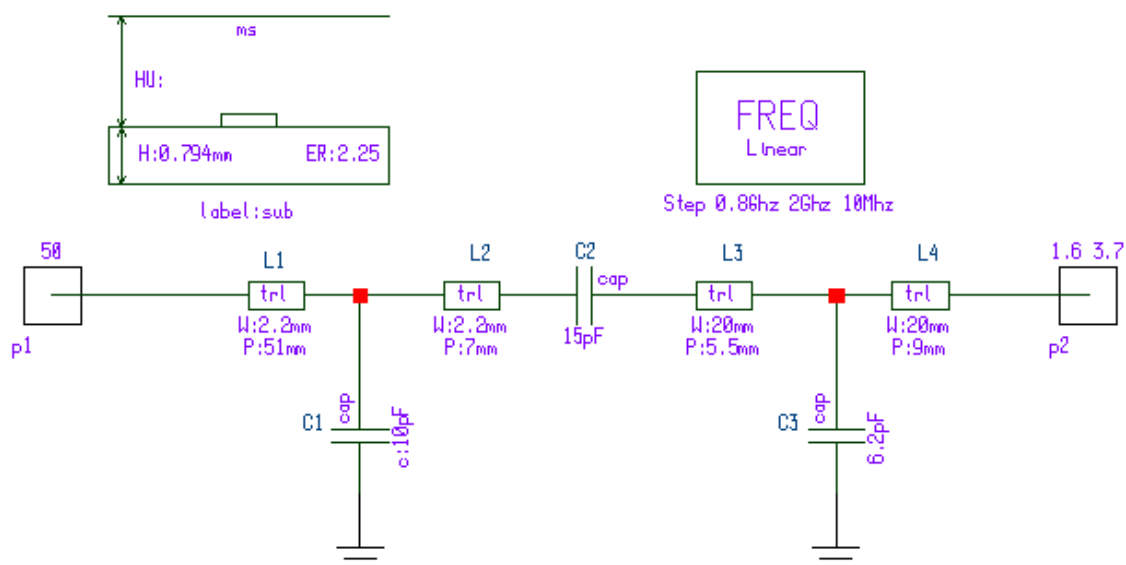


Obr. 4.4: Doporučené zapojení tranzistoru BLV958 v třídě AB pro  $f = 960$  MHz [převzato z 4]

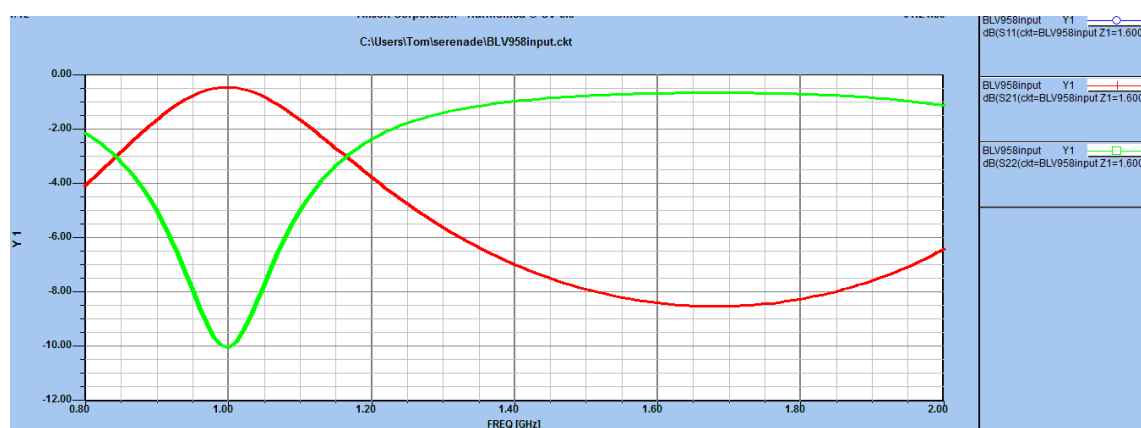
Na obrázku 4.4 je uvedeno výrobcem doporučené zapojení obvodu výkonového zesilovače s tranzistorem BLV958, které bylo převzato z katalogového listu. Zapojením je nastavena pracovní třída AB a střední frekvence 960 MHz. Na základě tohoto obvodu byla provedena analýza vstupních a výstupních přizpůsobovacích obvodů v programu Ansoft Serenade. Práci s programem zahájíme výběrem položky z menu *File / New / Project*. Otevře se dialogové okno, do kterého zadáme název a umístění projektu. Jako simulátor byl zvolen obvodový simulátor *Harmonica*. Kliknutím na tlačítko *Create* se otevře prázdný projekt a okno editoru schématu. Výběrem diskretních komponent a přenosových vedení (*MS Transmission Lines*) z horní nástrojové lišty vykreslíme elektrický obvod. Obvod doplníme na vstupu a výstupu mikrovlnným portem, parametry substrátu zadáme spuštěním bloku *Substrate Media (Microstrip)* do editoru. Pomocí bloku *Linear Frequency* nastavíme parametry analýzy a ikonou *Analysis* spustíme výpočet.

Na obr. 4.5 je znázorněn simulovaný přizpůsobovací vstupní obvod v programu Ansoft Serenade. Hodnota vstupní impedance do báze tranzistoru byla nastavena podle charakteristik pro frekvenci 960 MHz z katalogu výrobce. Hodnoty součástek a parametry substrátu byly rovněž nastaveny podle údajů výrobce. Ladění proměnného kondenzátoru  $C_1$  probíhalo pomocí bloku *Tune* a snahou bylo obvod naladit na požadovanou frekvenci 960 MHz. Nejlepšího výsledku (obr. 4.6) však bylo dosaženo při nastavení maximální kapacity  $C_1 = 10$  pF, kdy střední kmitočet odpovídal hodnotě cca 1 GHz. Další zvyšování hodnoty  $C_1$  bylo nad mez udanou výrobcem a zhoršovalo

činitel odrazu na vstupu a výstupu obvodu ( $S_{11} = S_{22}$  – křivky se v grafu překrývají).

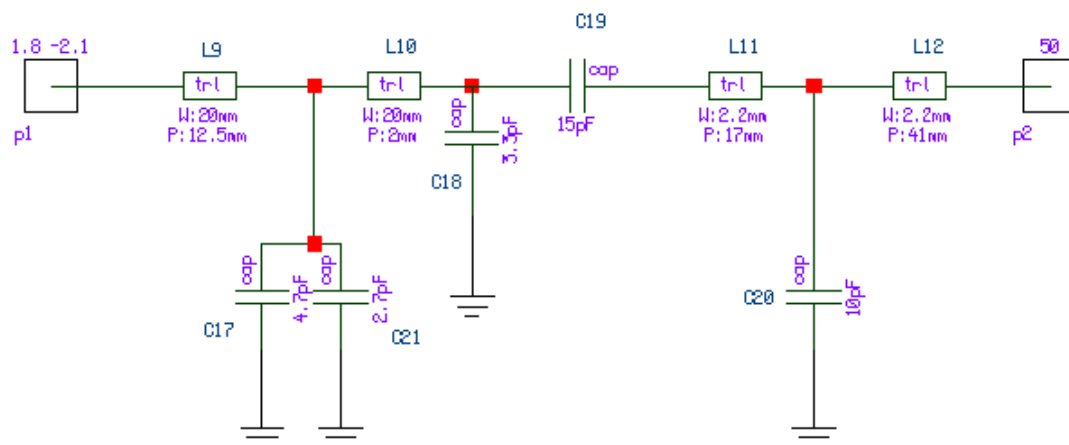


Obr. 4.5: Zapojení vstupního přizpůsobovacího obvodu tranzistoru BLV958 v programu Ansoft Serenade

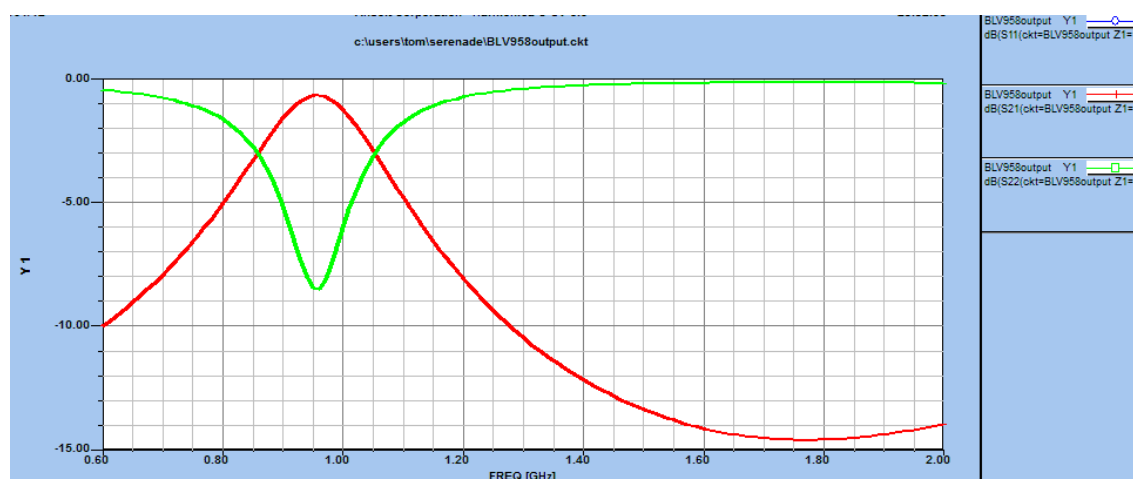


Obr. 4.6: Výsledky simulace vstupního přizpůsobovacího obvodu tranzistoru BLV958 v programu Ansoft Serenade

Ladění výstupního přizpůsobovacího obvodu (obr. 4.7) byl rovněž provedeno pomocí bloku *Tune* na kondenzátoru  $C_{20}$ . Požadovaný kmitočet byl naladěn při hodnotě  $C_{20} = 10$  pF, na obr. 4.8 je však vidět, že výsledný činitel odrazu dosahuje poměrně malé hodnoty -8,5 dB.



Obr. 4.7: Zapojení výstupního přizpůsobovacího obvodu tranzistoru BLV958 v Ansoft Serenade



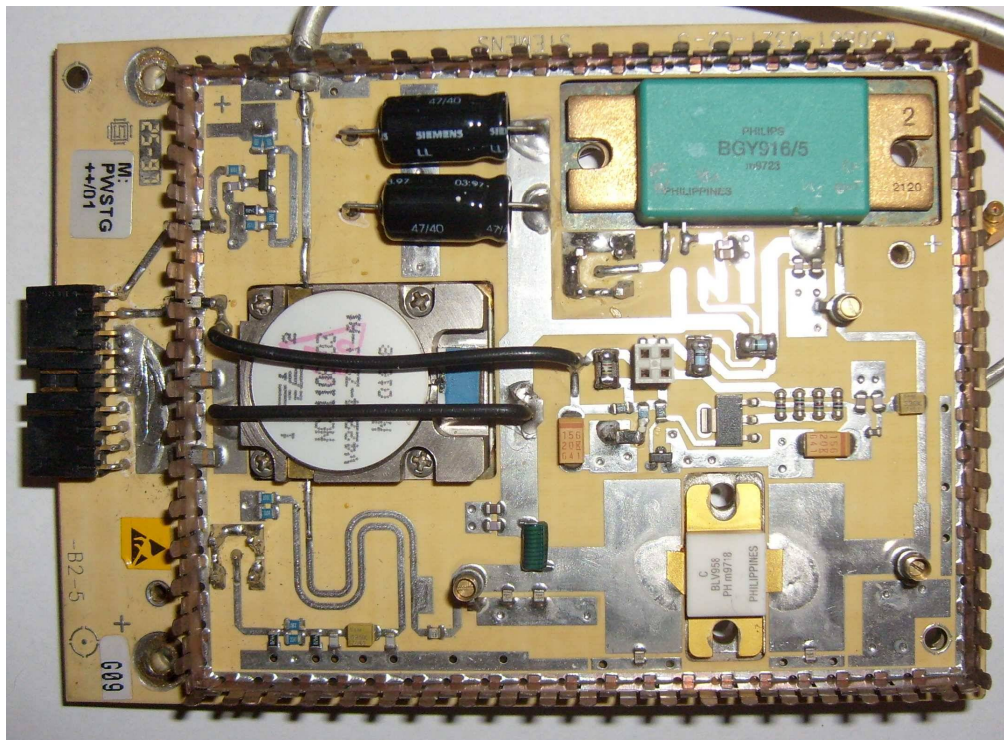
Obr. 4.8: Výsledky simulace výstupního přizpůsobovacího obvodu tranzistoru BLV958 v Ansoft Serenade

### 4.3 Analýza výkonového zesilovače z modulu pro GSM

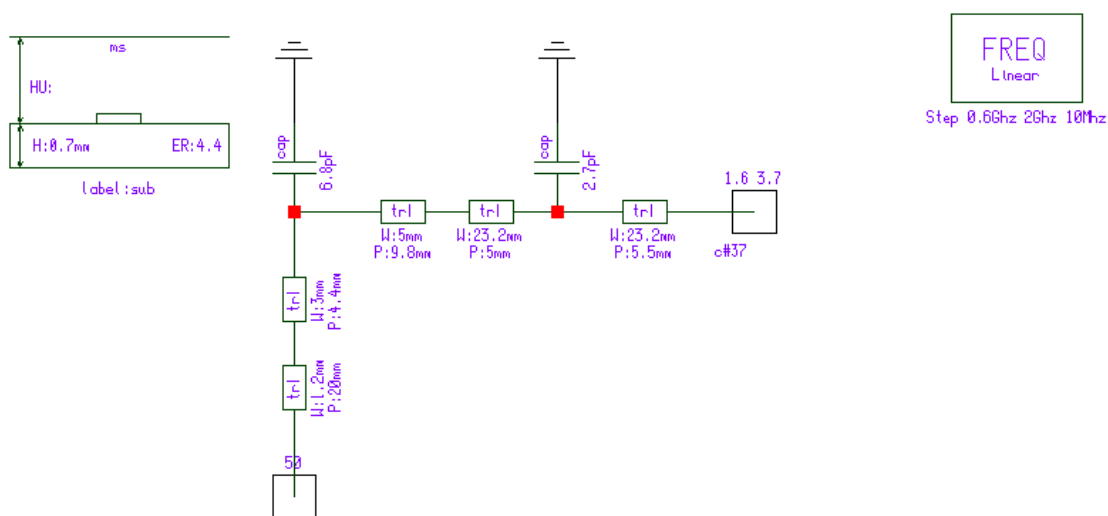
Na obr. 4.9 je znázorněn výkonový modul zesilovače pro GSM, jehož část s tranzistorem BLV958 byla podrobena simulaci. Nejprve byly změřeny rozměry jednotlivých mikropáskových vedení a obvod byl překreslen do Ansoft Serenade. Na základě rozměrů mikropásků v místech očekávaného přizpůsobení na impedanci 50  $\Omega$  byla odhadnuta relativní permitivita použitého materiálu na  $\epsilon_r = 4,4$ . Na obr. 4.10 je znázorněn vstupní přizpůsobovací obvod a na obr. 4.11 jsou výsledky jeho simulace. Ze zobrazených průběhů je patrné, že činitel odrazu dosahuje na středním kmitočtu hodnoty -28 dB a tento obvod má podstatně lepší parametry než vstupní obvod simulovaný v předchozím případě (doporučený obvod výrobce). Zde je však nutno uvážit jistou nepřesnost, která mohla vzniknout při měření rozměrů jednotlivých úseků

mikropásků a při odhadu relativní permitivity použitého materiálu.

Na obr. 4.12 je pak znázorněno schéma výstupního obvodu a výsledky jeho simulace (obr. 4.13). Zobrazené průběhy jsou téměř totožné s průběhy simulace výstupního obvodu tranzistoru ze zapojení udaného výrobcem. Navíc je zde patrný pokles přenosu  $S_{21}$  na -1 dB.

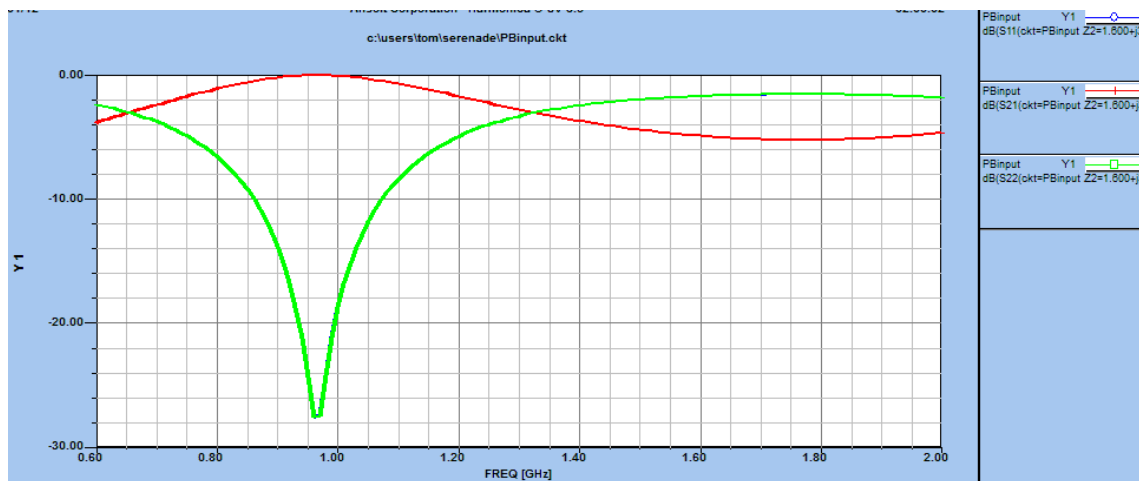


Obr. 4.9: Modul výkonového zesilovače SIEMENS W30861 pro GSM

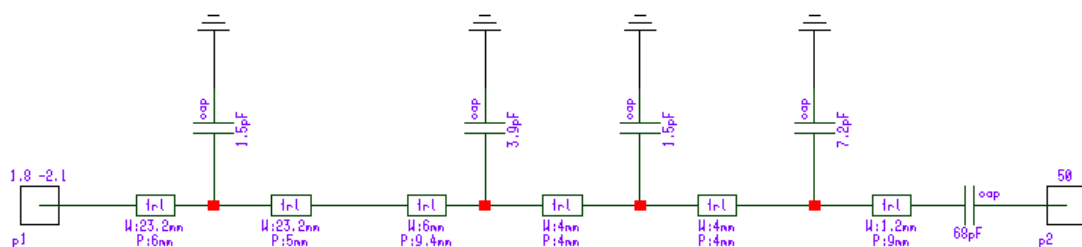


Obr. 4.10: Vstupní obvod tranzistoru z modul výkonového zesilovače pro GSM

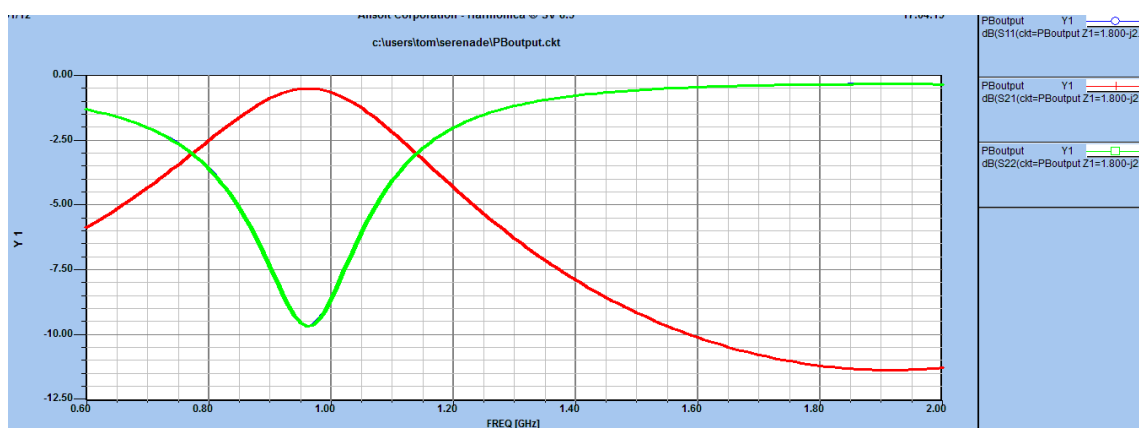




Obr. 4.11: Výsledky simulace vstupního obvodu tranzistoru z modulu výkonového zesilovače pro GSM



Obr. 4.12: Výstupní obvod tranzistoru z modul výkonového zesilovače pro GSM



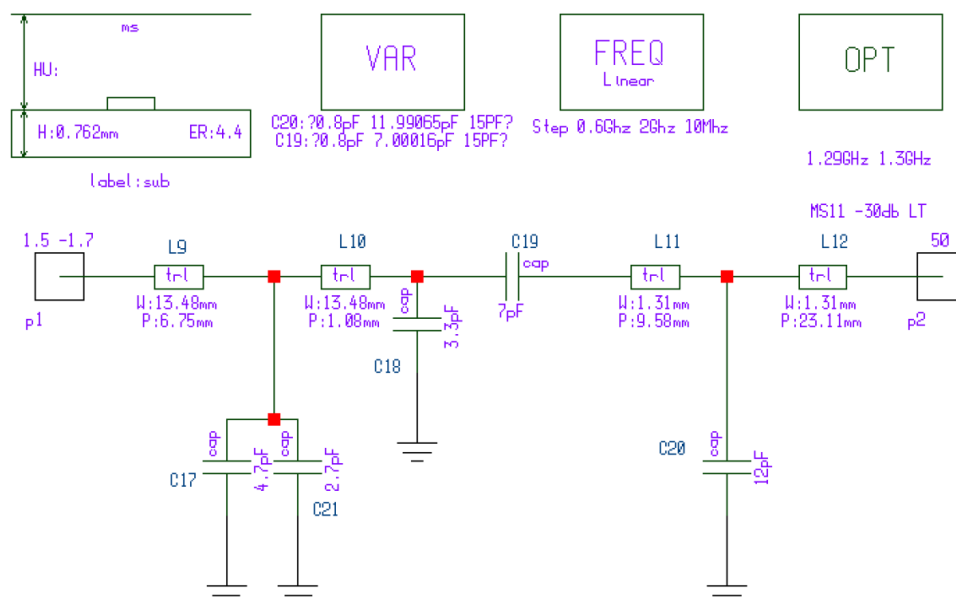
Obr. 4.13: Výsledky simulace výstupního obvodu tranzistoru z modulu výkonového zesilovače pro GSM



## 4.4 Modifikace přizpůsobovacích obvodů na střední kmitočet 1296 MHz

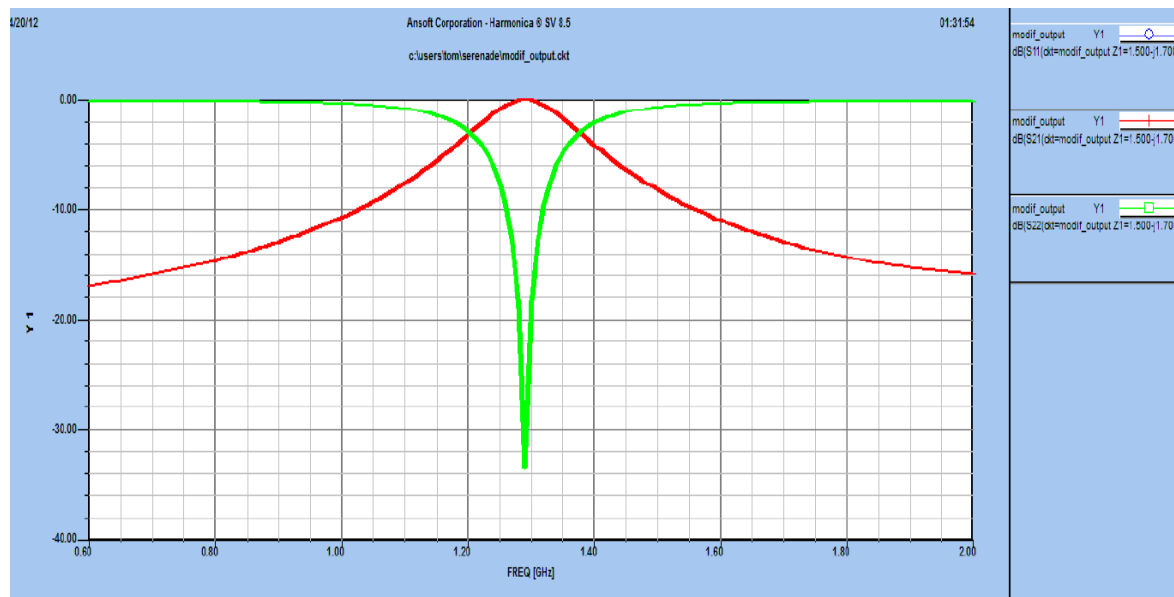
Před realizací výkonového zesilovače bylo snahou zjistit vlastnosti a ověřit chování přizpůsobovacích obvodů pomocí počítačové simulace. Výrobce tranzistoru BLV958 definuje hodnoty vstupní a výstupní impedance tranzistoru pouze pro frekvence od 800 do 1050MHz, což situaci značně zkomplikovalo. Aby bylo možné modifikaci pro jiné kmitočtové pásmo provést, je nutné znát impedance tranzistoru na kmitočtu okolo uvažovaných 1296MHz. Zjištění impedance představuje poměrně složitý problém. Tyto impedance se řadí mezi velkosignálové parametry, jejichž hodnota je závislá na mnoha faktorech, jako je například frekvence, teplota, nastavený pracovní bod, velikost budícího signálu apod. Měření impedance tranzistoru není jednoduše realizovatelné a z průběhu vstupní impedance pro frekvenční rozsah 800 až 1050MHz nezle určit požadovanou impedanci ani aproximací. Z tohoto důvodu bylo přistoupeno k realizaci vstupního obvodu se stejnými rozměry jako jsou rozměry vstupního obvodu GSM modulu z obr. 4.10 a pokusit se tento obvod experimentálně přeladit na požadovaný kmitočet 1296MHz.

Průběh výstupní impedance udaný výrobcem pro frekvenční rozsah 800 až 1050MHz je poměrně lineární. Na základě této skutečnosti byla proveden odhad výstupní impedance pro kmitočet 1296MHz. Dále byl zvolen následující postup: Pomocí online kalkulátoru [5] pro výpočet parametrů mikropáskového vedení byla provedena analýza mikropáskových vedení výstupního obvodu zesilovače z obr. 4.4. Do kalkulátoru byly zadány všechny parametry dle údajů vyplývajících z uvedeného schématu a z katalogového listu výrobce (rozměry mikropásků, parametry materiálu a kmitočty, pro který je obvod navržen). Na základě zjištěných hodnot impedancí jednotlivých mikropásků byla v kalkulátoru provedena syntéza těchto vedení pro střední kmitočet 1296 MHz a materiál FR4. Výsledkem syntézy byly nové šířky  $W$  jednotlivých mikropásků.



Obr. 4.14: Výstupní obvod tranzistoru po modifikaci

Délky mikropásků  $P$  byly poměrově zkráceny tak, aby byla zachována jejich elektrická délka vzhledem k rozdílné vlnové délce (31 cm pro obvod z obr. 4.4 a 23 cm pro realizovaný zesilovač) a zároveň byly uváženy rozdílné vlastnosti použitých materiálů (substrátu), kde se očekávají rozdílné rychlosti šíření vlny. Výsledné rozměry mikropáskových vedení jsou uvedeny na obrázku 4.14. Obvod se podařilo naladit na střední kmitočet 1296MHz a získané průběhy simulace jsou uvedeny na obr. 4.15.



Obr. 4.15: Výsledky simulace modifikovaného výstupního obvodu

## 5 SMĚROVÉ ODBOČNICE, DĚLIČE A SLUČOVAČE VÝKONU

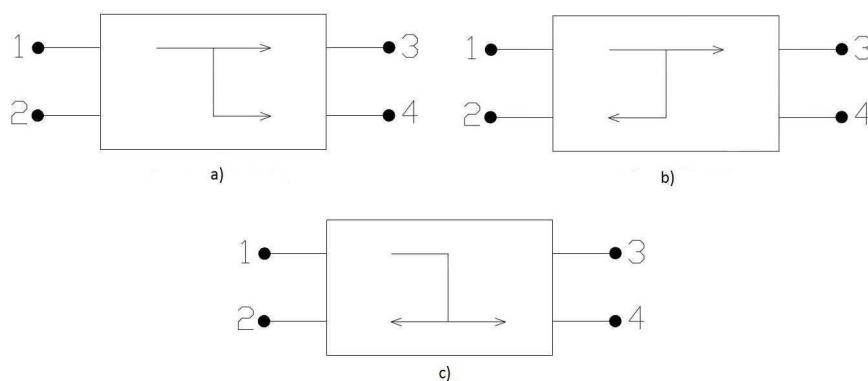
V mikrovlnné technice je často požadováno odbočit nebo sloučit část mikrovlnného výkonu. Základním požadavkem je, aby toto odbočení, resp. sloučení nevneslo žádné přídavné odrazy nebo velké útlumy a aby změny pracovních poměrů ve vedlejší větvi neovlivňovaly hlavní větev mikrovlnného obvodu. Struktury, splňující tyto parametry, nazýváme směrovými odbočnicemi nebo směrovými vazebními členy. Směrové odbočnice jsou pak součástí děličů a sdružovačů výkonu, měřících a dalších mikrovlnných obvodů. Směrové odbočnice mohou být vytvořeny pomocí diskretních součástek, což však pro mikrovlnné obvody není příliš vhodné, proto se pro realizaci s výhodou používají planární (mikropáskové) struktury nebo vlnovodné obvody pro případ odbočení velkých mikrovlnných výkonů.

Pro realizaci vysokofrekvenčního zesilovače z konceptu na obr. 4.1 bylo zapotřebí navrhnout planární dělič výkonu signálu z výstupu hybridního modulu RA18H1213G na vstup dvojice zesilovačů tvořených tranzistorem BLV958 a signál za těmito zesilovači následně sloučit. Pro řízení dvojice tranzistorů a pro měřící účely bylo dále navržena směrová odbočnice na vstupu celého zesilovače.

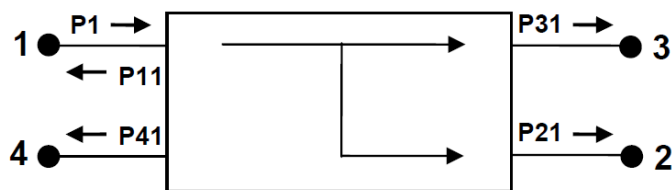
### 5.1 Vlastnosti a parametry směrových odbočnic

Zjednodušeně můžeme na odbočnici pohlížet jako na čtyřbran, kde jedna brána je vstupní, dvě brány jsou výstupní a do čtvrté brány ideálně neproniká žádný výkon. Čtvrtá brána je u reálné odbočnice impedančně přizpůsobena kvůli bezodrazovosti.

U směrových odbočnic rozlišujeme 3 druhy směrovosti viz obr. 5.1. Je-li  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$  a  $S_{12} = S_{34} = 0$  jedná se o směrovost 1. druhu. Protisměrový vazební člen má směrovost 2. druhu a rovnice  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$ ,  $S_{14} = S_{23} = 0$ . Směrovost 3. druhu nastane za předpokladu  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$  a  $S_{13} = S_{24} = 0$



Obr. 5.1: Druhy směrovostí vazebních členů: a) směrovost 1. druhu, b) směrovost 2. druhu, c) směrovost 3. druhu



Obr. 5.2: Princip směrové odbočnice

Uvážíme-li odbočnici podle obr. 4.2 se vstupem signálu do brány 1 a s výstupními branami 2 a 3 lze tuto odbočnici popsat několika parametry:

Vazební útlum (Coupling)

$$C = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_{21}} = 20 \cdot \log \frac{1}{|S_{21}|} \text{ [dB]}, \quad (5.1)$$

průchozí (vložený) útlum (Insertion Loss)

$$IL = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_{31}} = 20 \cdot \log \frac{1}{|S_{31}|} \text{ [dB]}, \quad (5.2)$$

izolace (Isolation)

$$I = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_{41}} = 20 \cdot \log \frac{1}{|S_{41}|} \text{ [dB]}, \quad (5.3)$$

směrovost (Directivity)

$$D = 10 \cdot \log \frac{P_{21}}{P_{41}} = 20 \cdot \log \frac{|S_{21}|}{|S_{41}|} \text{ [dB]}. \quad (5.4)$$

Mezi veličinami  $C$ ,  $I$  a  $D$  platí vztah  $I = D + C$ .

Zpětný útlum (Return Loss)

$$RL = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_{11}} = 20 \cdot \log \frac{1}{|S_{11}|} \text{ [dB]}. \quad (5.5)$$

Brána 4 je impedančně přizpůsobena.

Je-li vazební a průchozí útlum  $C = IL = 3 \text{ dB}$ , nazýváme takovou odbočnici hybridním členem.

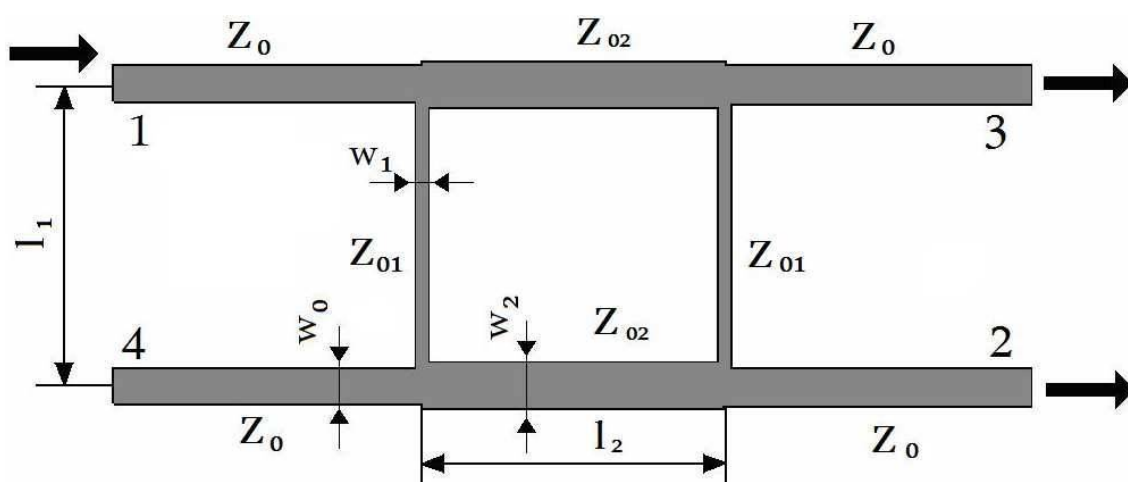
Směrové odbočnice mohou mít různé tvary a provedení – čtvercové (příčkové T), prstencové (kruhové), odbočnice z vázaných vedení, Langeho, širokopásmové a jiné. Konstrukčními úpravami lze ovlivnit některé parametry odbočnice, nebo zmenšit

plochu zabranou odbočnicí při zachování jejich parametrů.

## 5.2 Návrh děliče (slučovače) výkonu

Návrh směrové odbočnice se provádí pro jeden (střední) kmitočet a požadovaný vazební útlum  $C$ . Dalšími důležitými parametry jsou vlastnosti použitého materiálu, jako je relativní permitivita dielektrika  $\epsilon_r$ , výška substrátu  $h$ , tloušťka pokovení  $t$  a charakteristická impedance připojeného vedení  $Z_0$ . Na základě těchto znalostí se určí rozměry odbočnice a dílčích mikropáskových vedení.

Pro naše potřeby byla vybrána čtvercová směrová odbočnice, jejíž základní tvar je uveden na obrázku 5.3.



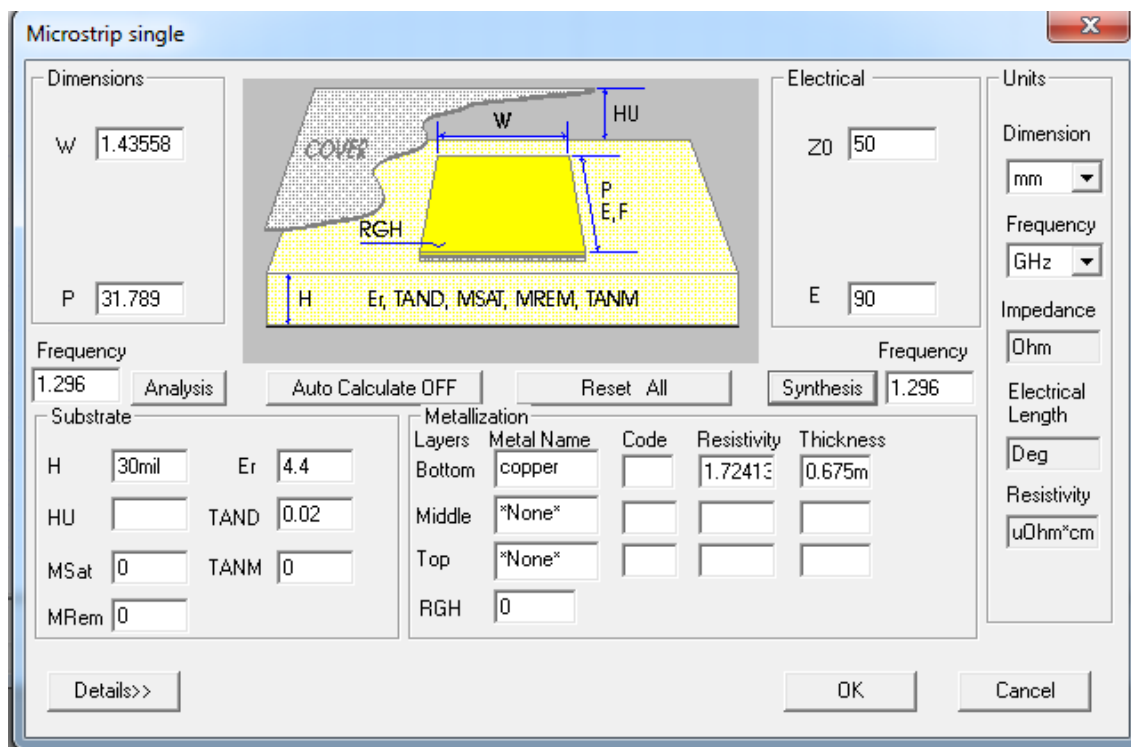
Obr. 5.3: Základní tvar čtvercové směrové odbočnice.

Protože požadujeme rovnoměrné rozdělení výkonu s vazebním i průchozím útlumem  $C = IL = 3 \text{ dB}$ , hovoříme o hybridní čtvercové směrové odbočnici, pro kterou platí [6]

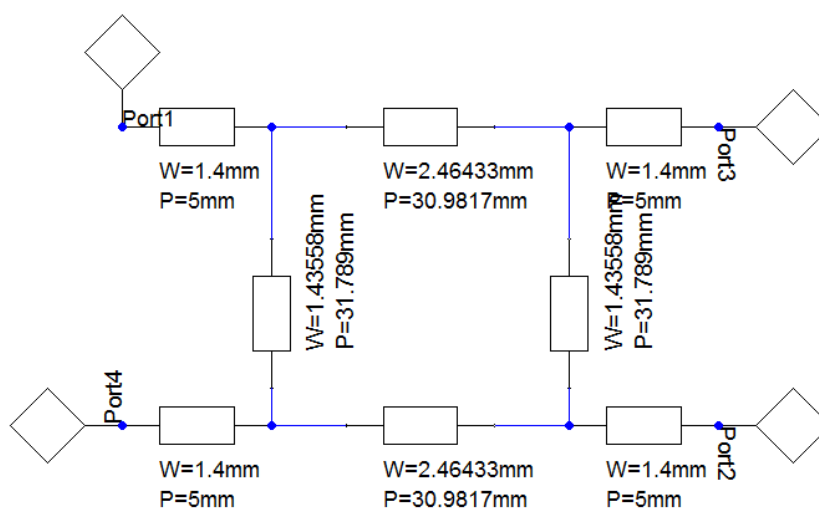
$$Z_{02} = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \text{ a } Z_{01} = Z_0. \quad (5.6)$$

Z těchto vztahů určíme hodnotu  $Z_{02} = 35,35 \, \Omega$  a  $Z_{01} = 50 \, \Omega$ . Nyní můžeme, například pomocí programu *Ansoft Designer*, spočítat rozměry mikropáskového vedení. Po spuštění programu vybereme v menu *Project* položku *Insert Circuit Design*. V následném dialogu vybereme substrát FR4 ( $\epsilon_r=4.4$ ) s výškou dielektrika 0.030inch. Pro výpočet a vložení úseku mikropáskového vedení zvolíme v menu položku *Circuit / TRL / Microstrip / Single*. Otevře se uživatelské okno (obr. 5.4), v jehož dolní polovině jsou zobrazeny parametry substrátu a v pravé horní části zadáváme hodnotu  $Z_0 = Z_{01}$  případně  $Z_0 = Z_{02}$  a kmitočet. Parametr  $E$  značí elektrickou délku mikropásku, která byla zvolena jako čtvrtvlnná délka vedení. Parametr  $E$  tedy odpovídá hodnotě  $90^\circ$ . Stiskem tlačítka *Synthesis* se v levé horní části vypočte šířka mikropásku  $W$  a délka  $P$ . Volbu potvrdíme stisknutím tlačítka *OK*. Tím se vypočtený mikropásek vloží do editoru

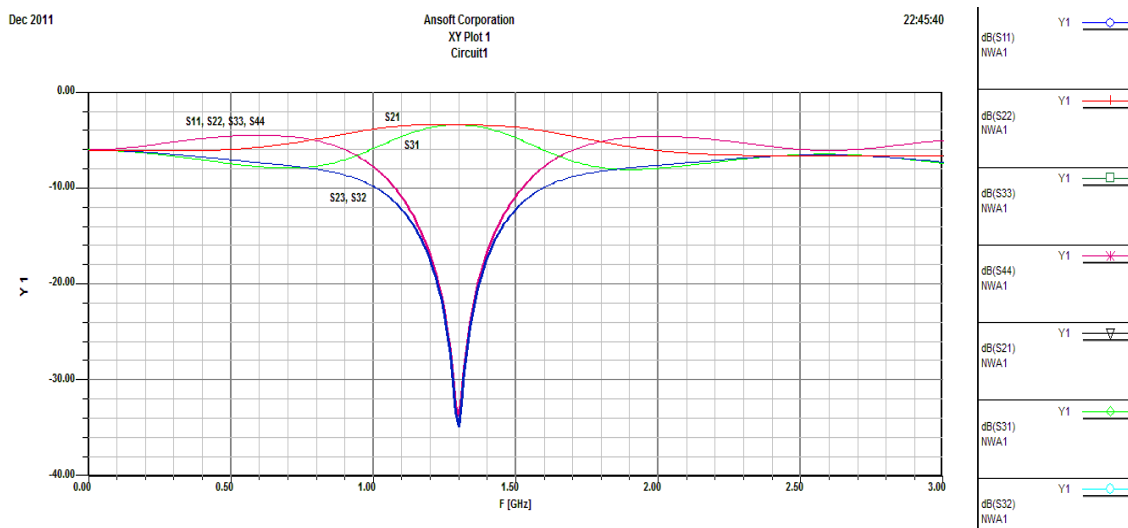
schématu obvodu. Výsledné schéma navržené hybridní čtvercové směrové odbočnice je zobrazeno na obr. 5.5. K odbočnici jsou připojeny přizpůsobené vstupní a výstupní úseky mikropásků s délkou 5 mm pro možnost připojení konektorů. Výsledky analýzy jsou uvedeny na obr. 5.6. Z obrázku lze odečíst střední kmitočet, který odpovídá hodnotě 1,3 GHz, vazební útlum  $S_{21}$  a vložný útlum  $S_{31}$  odpovídá hodnotě -3,2 dB. Je patrné, že vypočtené teoretické hodnoty se téměř shodují se simulací.



Obr. 5.4: Okno pro výpočet úseku mikropáskového vedení v obvodovém simulátoru Ansoft Designer

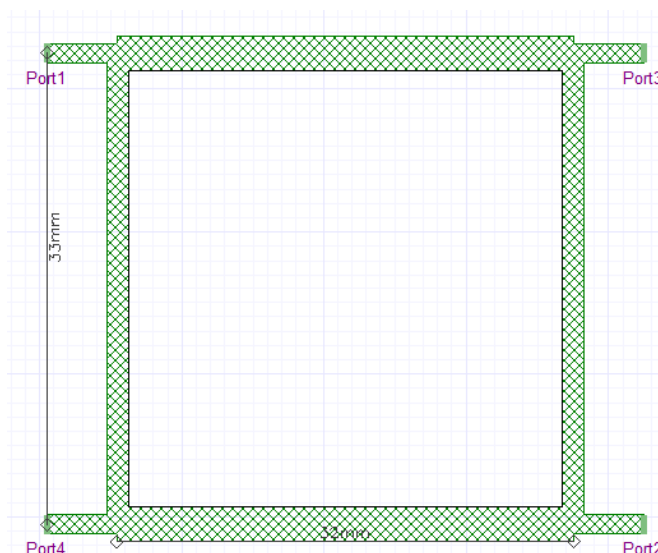


Obr. 5.5: Schéma navržené hybridní SO včetně rozměrů mikropáskových úseků vedení



Obr. 5.6: Analýza navržené hybridní SO v obvodovém simulátoru

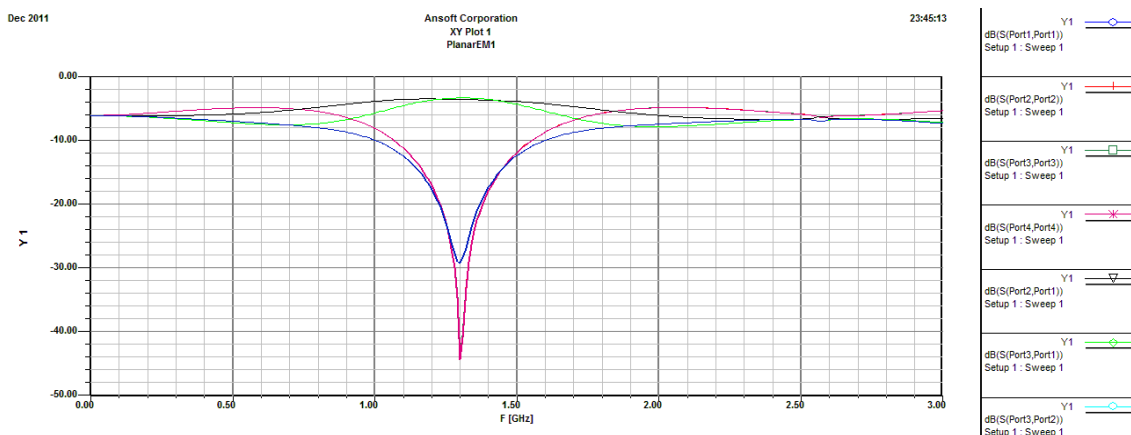
Navržený obvod z obvodového simulátoru byl dále podroben analýze v modulu pro analýzu planárních struktur programu Ansoft Designer. Tento modul lze spustit výběrem položky *Insert Planar EM Design* z menu *Project*. Otevře se dialog pro výběr substrátu, jehož parametry zadáme shodné, jako při nastavování obvodového simulátoru. Nyní pomocí kreslení obdélníků *Draw / Primitive / Rectangle* vykreslíme planární strukturu čtvercové hybridní SO s rozměry zjištěnými v obvodovém simulátoru. Po nakreslení celé struktury označíme všechny dílčí úseky vedení a spojíme je v jeden celek volbou *Layout / Merge Polygons / Union*. Na liště nástrojů klikneme na tlačítko *Select Edges*, označíme hranu pro umístění mikrovlnného portu a porty vložíme stisknutím *Draw Port*. V okně projektu pod ikonou *Excitations* zatrhneme u všech portů *Post Process Port*. Nyní je obvod připraven k analýze.



Obr. 5.7: Planární struktura navržené čtvercové hybridní SO s modifikovanými rozměry

Výsledky provedené numerické analýzy s rozměry mikropásků získaných

z obvodového simulátoru vykazovaly mírnému posunutí střední frekvence, proto byly rozměry  $l_1$  a  $l_2$  u mikropáskových úseků vedení prodlouženy na hodnotu  $l_1 = 33$  mm a  $l_2 = 32$  mm. Planární struktura s modifikovanými rozměry je zobrazena na obr. 5.7 a výsledky její numerické analýzy jsou uvedeny na obr. 5.8.

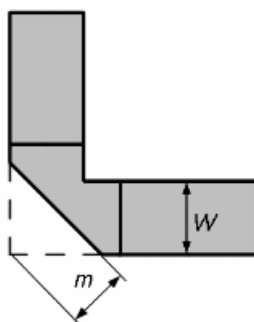


Obr. 5.8: Analýza navržené SO s modifikovanými rozměry v modulu pro numerickou analýzu planárních struktur

Protože by navržená planární struktura z obrázku 5.7 zaujímala příliš velkou plochu na desce plošného spoje, bylo snahou, pomocí konstrukčních úprav, tuto strukturu zmenšit. Úseky vedení  $l_1$  a  $l_2$  byly rozděleny na 5 dílčích menších úseků (viz obr. 5.10 vpravo) při zachování jejich šířky. Výsledky analýzy této planární struktury opět vykazovaly posunutí středního kmitočtu, proto byly rozměry znovu prodlouženy. Další úpravou byl zkosen pravoúhlý roh, který na mikropáskové vedení vnáší parazitní prvky. Délka zkosení byla určena dle vztahu [7]

$$m = W\sqrt{2} \cdot (0,52 + 0,65 \cdot \exp(-1,35 \cdot W/h)), \quad (5.7)$$

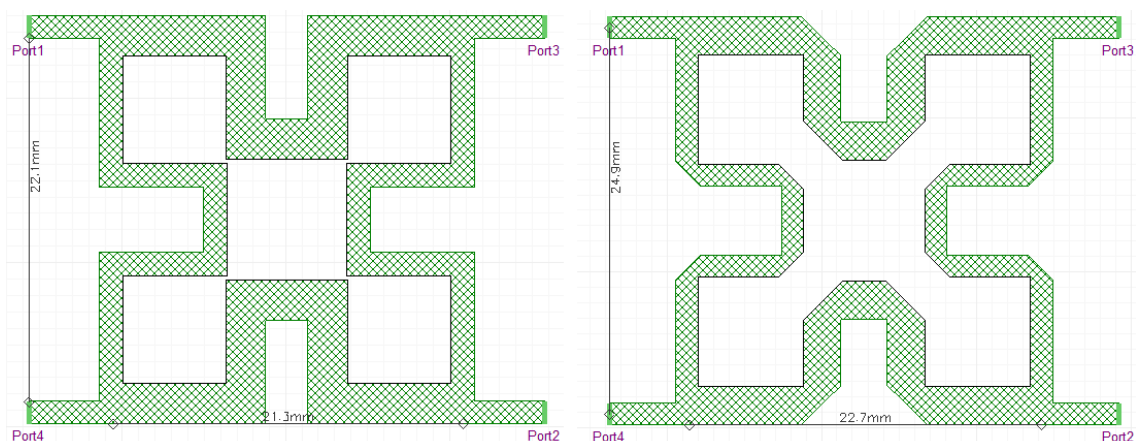
kde  $W$  představuje šířku mikropásku a  $h$  tloušťku substrátu. Po dosazení byly vypočteny hodnoty  $m_1 = 1,16$  mm pro  $W_1 = 1,44$  mm a  $m_2 = 1,84$  mm pro  $W_2 = 2,46$  mm. Význam parametru  $m$  je znázorněn na obrázku 5.9.



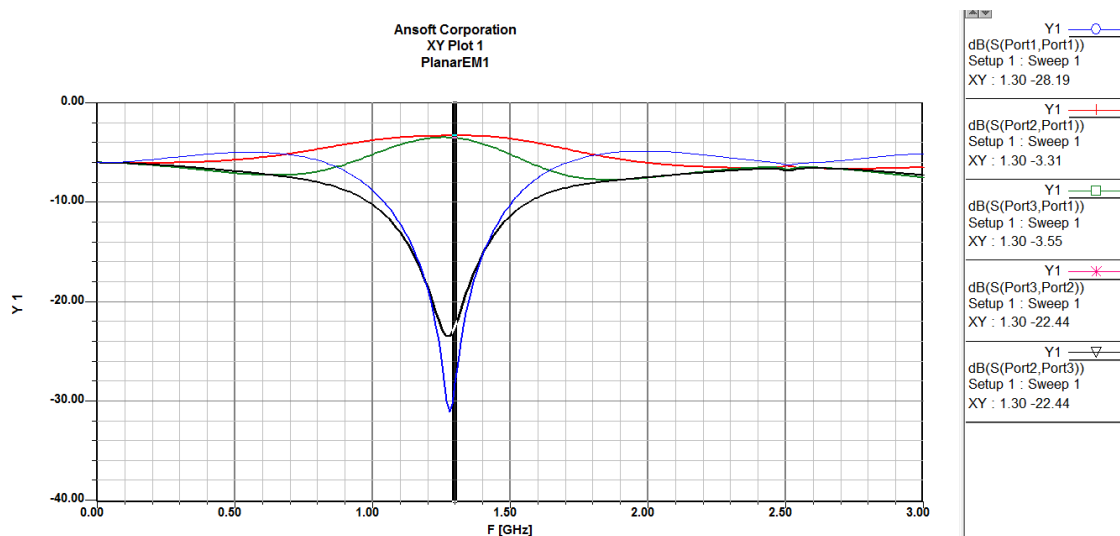
Obr. 5.9: Zkosení mikropásku pro minimalizaci parazitních prvků [převzato z 7]



Numerickou analýzou planárních struktur bylo opět zjištěno mírné posunutí středního kmitočtu, proto byly rozměry struktury dále upraveny a výsledná planární struktura hybridního rozbočovače-slučovače na materiálu FR4 ( $\epsilon_r = 4,4$ ,  $h = 0,76$  mm) včetně modifikovaných rozměrů je uvedena na obrázku 5.10 vpravo. Výsledky analýzy této struktury jsou znázorněny na obr. 5.11. Z obrázků je patrné, že střední kmitočet je stále mírně posunut od požadovaného kmitočtu o 16 MHz a obvod by bylo třeba mírně doladit. Vzhledem k tomu, že opětovná změna všech rozměrů u navržené struktury je poměrně náročná a výrobní přesnost není zaručena, byly rozměry ponechány.



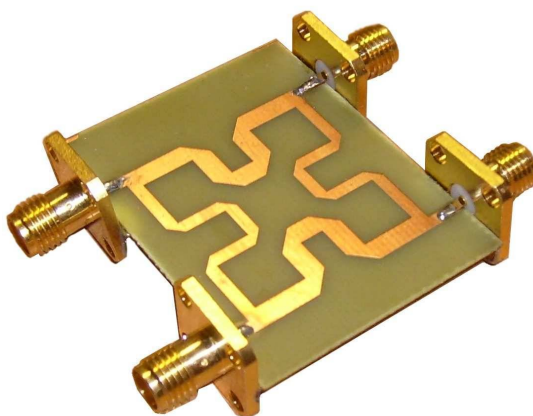
Obr. 5.10: Konstrukční úpravy hybridní čtvercové SO a výsledná struktura hybridního slučovače-rozbočovače.



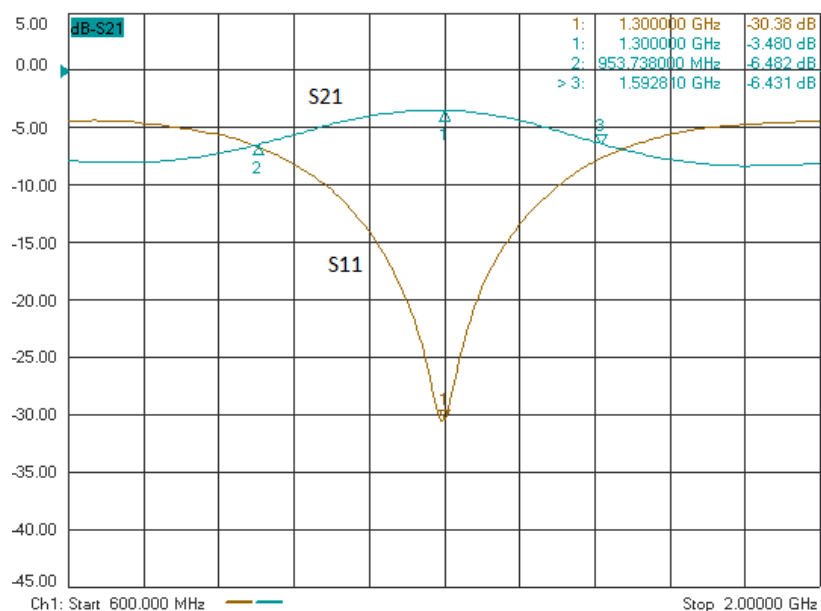
Obr. 5.11: Analýza výsledné planární struktury hybridního slučovače - rozbočovače

### 5.3 Realizace a výsledky měření hybridního slučovače – rozbočovače

Na základě rozměrů výsledné planární struktury z předchozí simulace byl navržený obvod realizován na desku plošného spoje (obr 5.11) o rozměrech 32 x 40mm. Jednotlivé brány byly opatřeny konektory SMA typu female. K měření parametrů vyrobeného obvodu byl použit vektorový analyzátor Agilent E8364B, který je schopen měřit matice s-parametrů v rozsahu 10 MHz až 50 GHz. Výkonová úroveň měřicího signálu byla nastavena na hodnotu -17 dBm. Nezapojené brány byly v průběhu měření zakončeny přizpůsobenou impedancí 50  $\Omega$ .



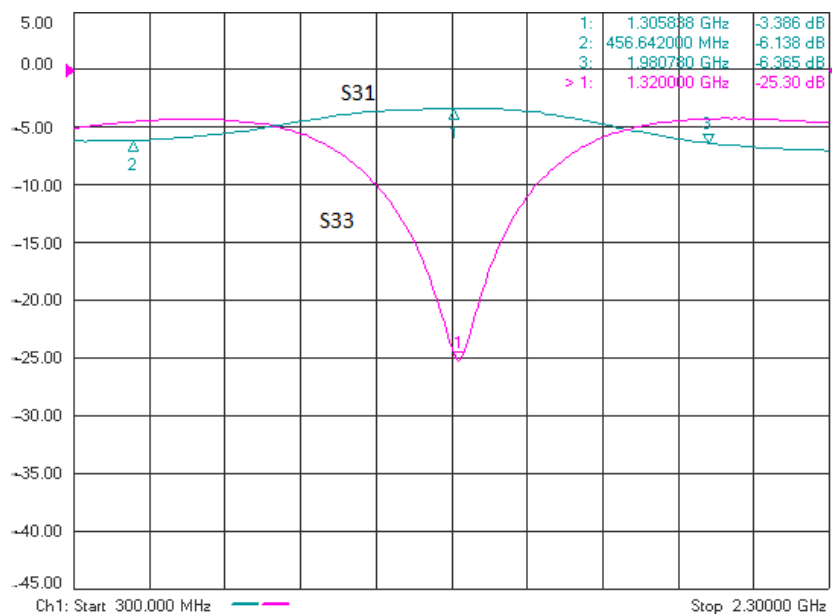
Obr. 5.12: Vyrobený obvod hybridního slučovače - rozbočovače.



Obr. 5.13: Činitel odrazu  $S_{11}$  na vstupu a vložný útlum  $S_{21}$  [dB]

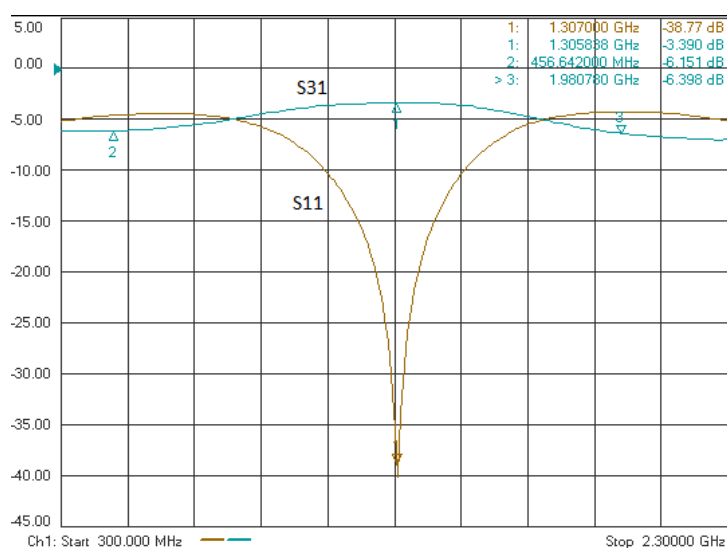
Z obr 5.13 je patrné, že střední kmitočet realizovaného obvodu leží na hodnotě 1,3GHz. Reálná hodnota parametru  $S_{11}$  dosahuje 30,38 dB, což představuje zlepšení o

2,19 dB oproti hodnotě teoretické, získané z výsledků simulace v programu Ansoft Designer. Skutečný vložný útlum na středním kmítu dosahuje 3,48 dB, což je hodnota mírně vyšší, oproti teoretické hodnotě 3,31 dB. Odchylka může být způsobena malým, byť nezanedbatelným útlumem konektorů, které nebyly v simulaci uvažovány. Šířka pásma pro pokles o 3 dB byla naměřena 639,3 MHz.



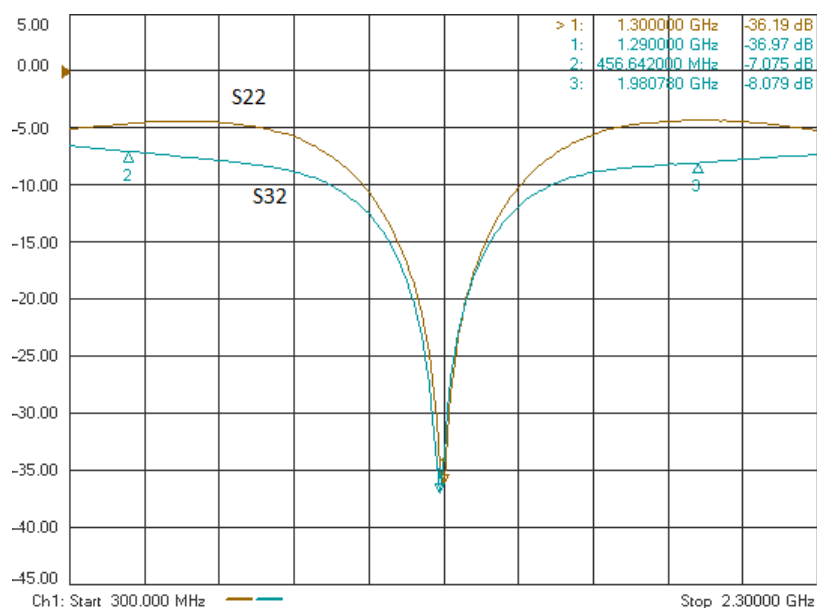
Obr. 5.14: Činitel odrazu  $S_{33}$  na vstupu a vazební útlum  $S_{31}$  [dB].

Na obr. 5.14 je vidět zhoršení činitele odrazu při buzení obvodu do brány 3. Oproti teoretické hodnotě došlo ke zhoršení činitele odrazu o 2,89 dB. Reálný vazební útlum dosahuje 3,386 dB, což je hodnota nepatrně lepší než hodnota teoretická. Vazební a vložný útlum se téměř rovnají, což bylo v návrhu požadováno. Šířka pásma byla nyní změřena 1524,2 MHz.

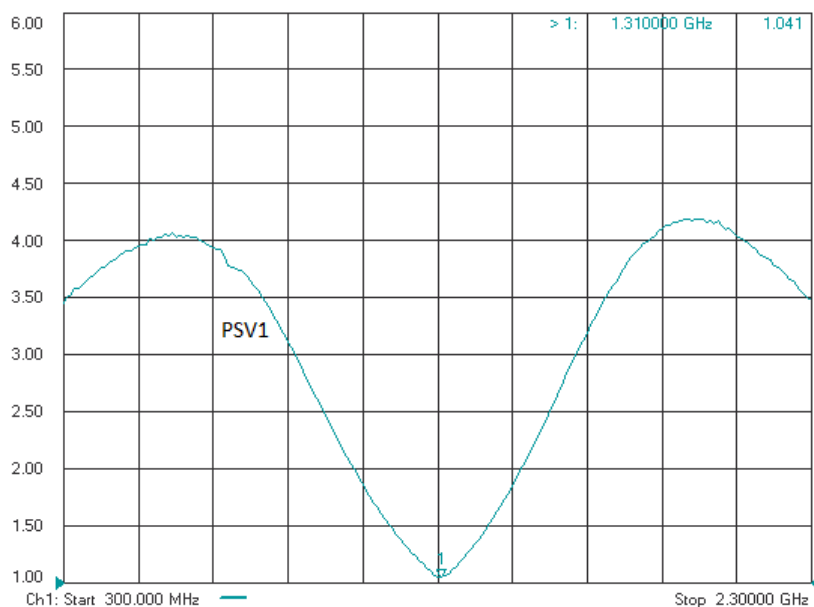


Obr. 5.15: Činitel odrazu  $S_{11}$  na vstupu a vazební útlum  $S_{31}$  [dB]

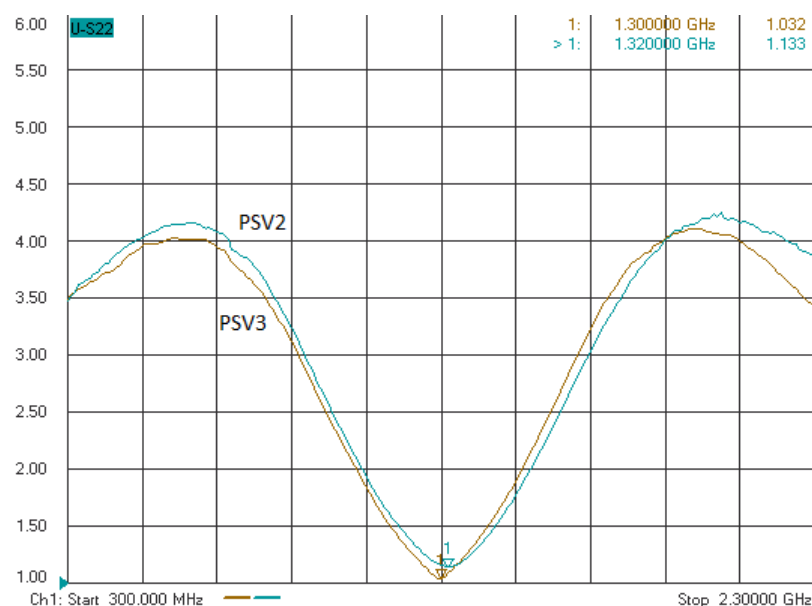
Z obrázku 5.15 při buzení obvodu do brány 1 a měření vazebního útlumu do brány 3 se výrazně zlepšil činitel odrazu  $S_{11}$  a to na hodnotu 38,77dB. Vazební útlum se stále pohybuje kolem hodnoty 3,4 dB. Na následujícím obrázku 5.16 byl změřen činitel odrazu na bráně 2 a izolace mezi branami. Skutečná izolace dosahuje své minimální hodnoty 36,97 dB na kmitočtu 1290 MHz, což představuje při buzení vstupním výkonem 100W (50 dBm) ztrátový výkon 20 mW (13dBm). Oproti teoretické hodnotě 23,05 dB je naměřená hodnota izolace podstatně lepší a to o 13,92 dB.



Obr. 5.16: Činitel odrazu S22 na vstupu a izolace S32 mezi branami [dB]



Obr. 5.17: Poměr stojatých vln na bráně 1



Obr. 5.18: Poměr stojatých vln na bráně 2 a 3

Na obrázcích 5.17 a 5.18 je znázorněno přizpůsobení obvodu na jednotlivých branách. Naměřené průběhy jsou téměř totožné i pro PSV brány 4 a přizpůsobení obvodu je velmi dobré. Poměr stojatých vln dosahuje maximální hodnoty 1,133. Obvod je téměř reciproční, nezáleží tedy na tom, do které brány obvod budíme.

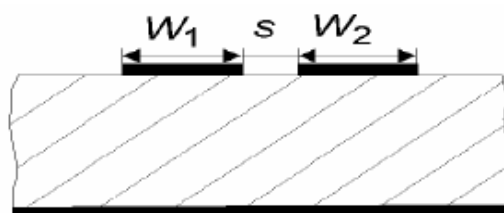
## 5.4 Návrh směrové odbočnice z vázaných mikropáskových vedení

Vázané vedení jsou dva rovnoběžné mikropásky s šířkou  $W$ , mezi kterými je mezera šířky  $S$  a vzájemná vazba. Znázornění vázaného vedení je na obr. 5.12. Při návrhu směrové odbočnice je nutné uvažovat impedanci  $Z_{0e}$  sudého (even) a impedanci  $Z_{0o}$  lichého (odd) vidu, které se na vázaném vedení vybudí (obr. 5.13). Máme-li zadaný vazební útlum  $C$ , lze tyto impedance snadno určit pomocí rovnic [8]

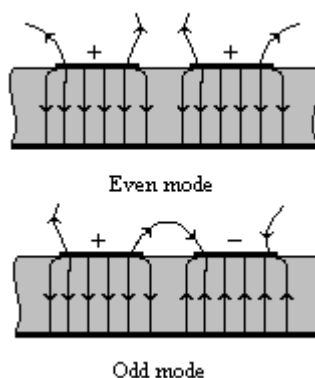
$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + 10^{-\frac{C}{20}}}{1 - 10^{-\frac{C}{20}}}} \quad \text{a} \quad Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - 10^{-\frac{C}{20}}}{1 + 10^{-\frac{C}{20}}}}. \quad (5.8, 5.9)$$

Pro impedanční přizpůsobení musí platit

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} \cdot Z_{0o}}. \quad (5.10)$$



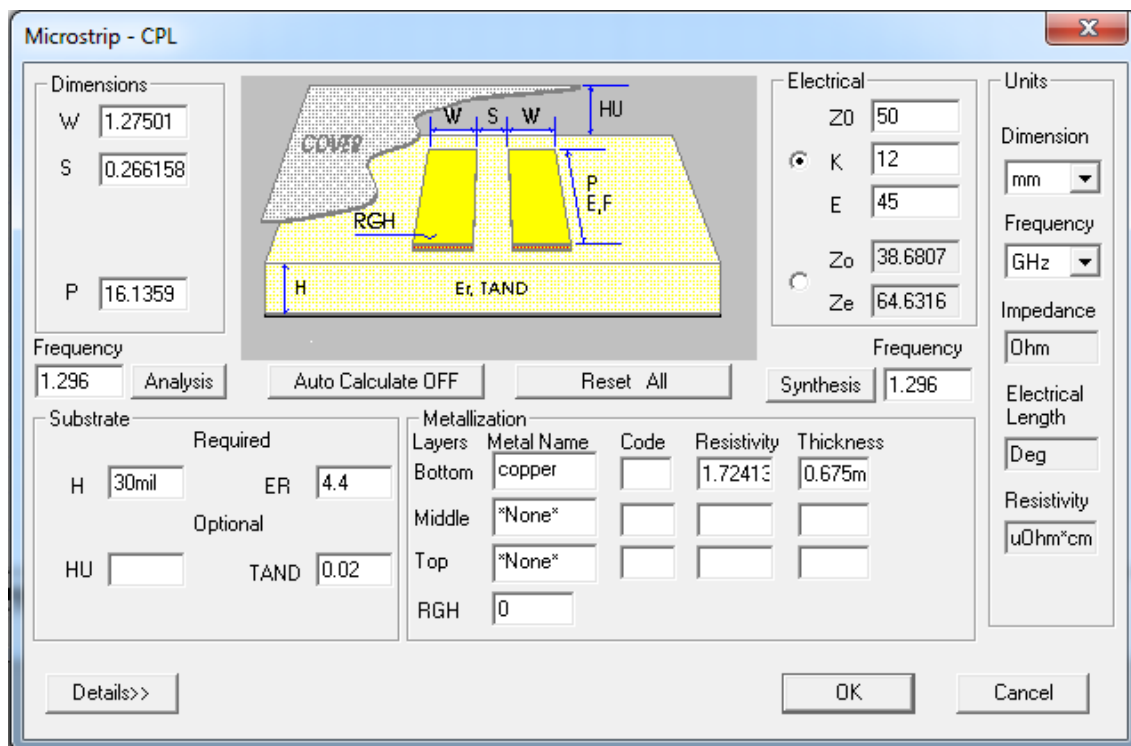
Obr. 5.19: Vázané mikropáskové vedení



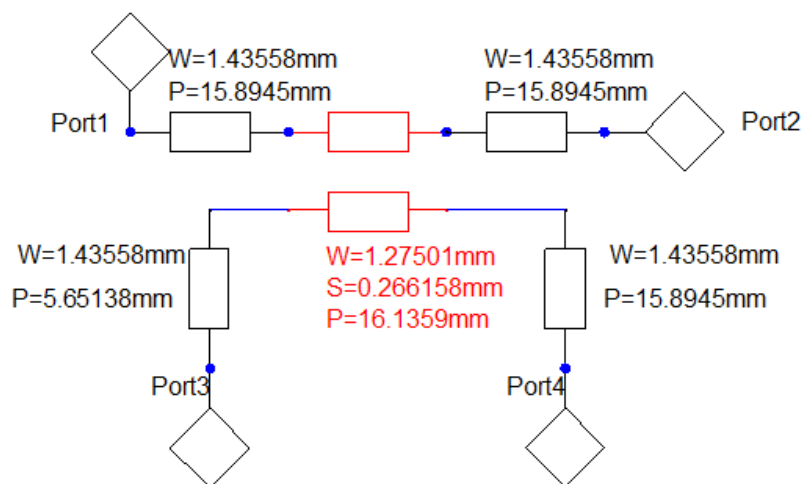
Obr. 5.20: Znázornění rozložení elektrického pole vázaného vedení pro sudý (even) a lichý (odd) vid (převzato z [8])

Pro výpočet impedancí a rozměrů mikropásků lze použít také program Ansoft Designer. Postup je podobný jako při návrhu čtvercové směrové odbočnice. V menu programu nyní zvolíme *Circuit / TRL / Microstrip / CPL*. Otevře se okno (obr. 5.14), ve kterém zadáme buď hodnoty impedancí sudého a lichého vidu, nebo přímo vazební útlum označený jako  $K$ .

Výpočtem bylo zjištěno, že pro nízké hodnoty vazebního útlumu  $C$  (resp.  $K$ ) vychází mezera  $S$  mezi vázanými vedeními příliš úzká a bylo by technologicky náročné ji vyrobit. Proto byla při návrhu zvolena větší hodnota vazebního útlumu a to 12 dB. Délka vázaného vedení byla volena mnohem kratší než  $\lambda/4$ , což je pro mikropásek výhodnější [7]. Navržené vázané vedení je červeně znázorněno na obr. 5.15. Spolu s vázaným vedením byla simulace provedena i s přípojnými úseky vedení.

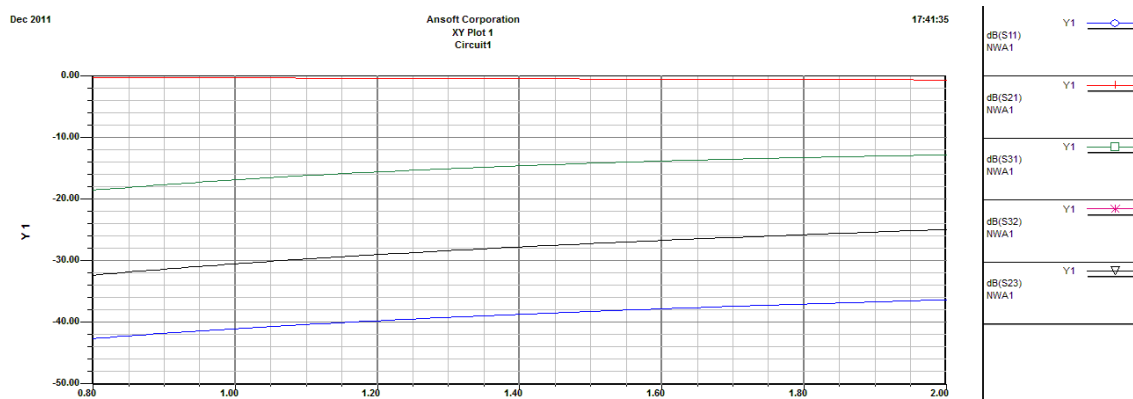


Obr. 5.21: Okno pro výpočet parametrů vázaného vedení v obvodovém simulátoru Ansoft Designer

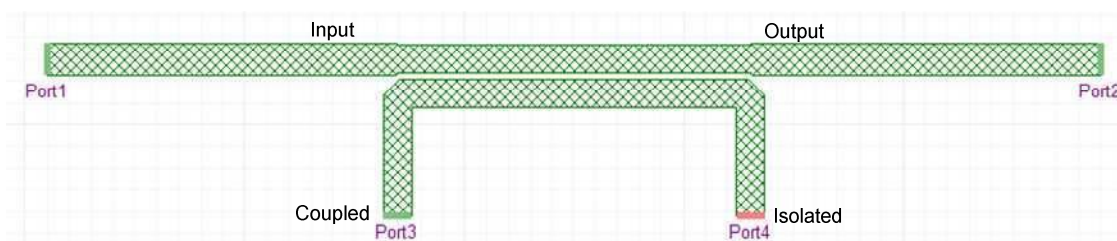


Obr. 5.22: Navržené vázané vedení (červeně) připojené do obvodu úseky vedení

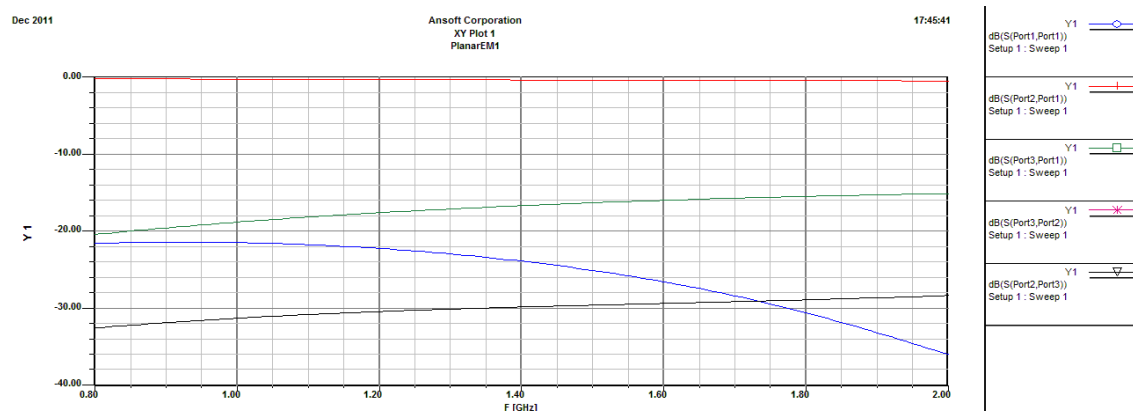
Z výsledků simulace tohoto obvodu (obr. 5.16) je patrné, že vazební útlum  $S_{31}$  vzrostl na hodnotu -15dB a hodnota vložného útlumu  $S_{21}$  dosahuje -0,36 dB. Dle charakteristik je tento obvod poměrně širokopásmový. Obvod byl dále realizován jako planární struktura (obr. 5.17) a provedena její analýza (obr. 5.18). Zde se hodnota vazebního útlumu  $S_{31}$  zvětšila na -17 dB a hodnota vložného útlumu  $S_{21}$  nepatrně poklesla na -0,33 dB.



Obr. 5.23: Analýza elektrického obvodu z obr 5.15 v obvodovém simulátoru



Obr. 5.24: Planární struktura směrové odbočnice z vázaných vedení



Obr. 5.25: Analýza planární struktury směrové odbočnice z vázaných vedení



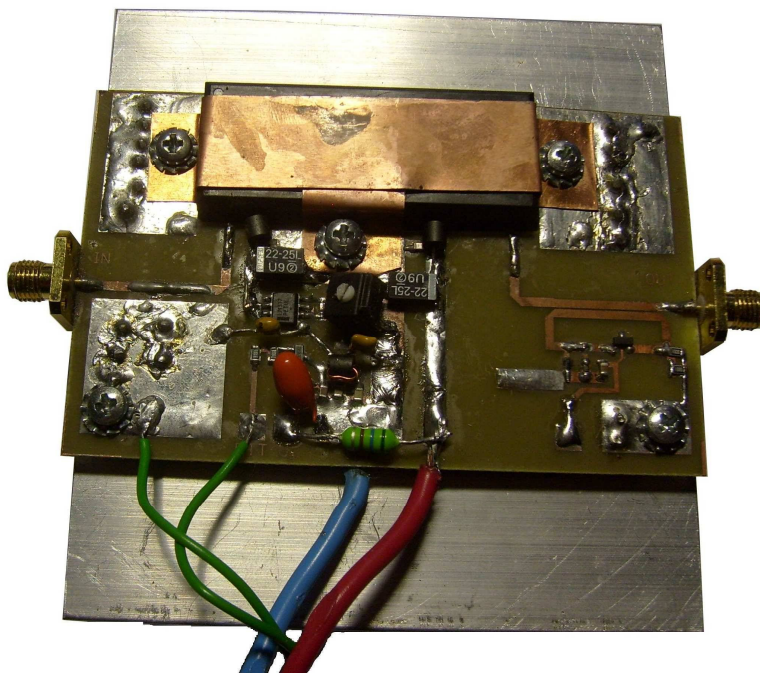
## 6 HYBRIDNÍ ZESILOVAČ S MODULEM RA18H1213G

### 6.1 Návrh a realizace

Pro připojení modulu RA18H1213G byl navržen obvod s možností nastavení předpětí  $U_G$  (gate voltage) a tedy s možností regulace zisku. Obvod je tvořen z integrovaného, nastavitelného stabilizátoru napětí, schéma zapojení obvodu je uvedeno v příloze A.1. Změna napětí se provádí pomocí odporového trimru. Součástí zdroje předpětí je i obvod pro možnost sepnutí vysílače (funkce PTT – Push To Talk), stávající se z unipolárního tranzistoru s P kanálem. Tento obvod zároveň zajišťuje vypnutí klidového výstupního proudu v době, kdy neprobíhá vysílání. Napájecí napětí  $U_D$  (drain voltage) se přivádí ze zdroje přímo na příslušný pin obvodu RA18H1213G, je zde pouze zavedeno blokování doporučenými, paralelně řazenými kapacitami 4,7nF a 22μF. Pro vysokofrekvenční vstup a výstup bylo nutné navrhnout přizpůsobené mikropáskové vedení s impedancí 50Ω. Návrh byl proveden výpočtem pomocí Ansoft Designeru. Šířka mikropásku zde dosahuje 1,44mm. Vstup a výstup je osazen konektory SMA typu female. Pro možnost monitorování výstupního výkonu zesilovače byla do výstupního mikropáskového vedení zařazena směrová odbočnice z vázaných mikropáskových vedení navržená v předchozí kapitole. Výstup ze třetí brány odbočnice je doplněn diodovým detektorem se Schottkyho diodou a čtvrtá brána je impedančně přizpůsobena. Obvod byl navržen na desku plošného spoje o rozměru 95 x 58 mm. Pro výrobu desky byl použit stejný materiál jako pro výrobu hybridního děliče – slučovače. Spodní stranu (bottom) tvoří souvislá měděná zemní plocha. Protože se jednalo pouze o ověřovací prototyp zesilovače, je celý modul umístěn na jednoduchý hliníkový chladič s rozměrem 95 x 10mm, který byl v průběhu měření zespod aktivně ochlazován ventilátorem o průměru 85mm.

Při měření parametrů tohoto zesilovače docházelo k nežádoucímu kmitání obvodu na frekvenci blízké střednímu kmitočtu 1296 MHz. Pro zamezení těchto kmitů bylo provedeno několik konstrukčních úprav. Zemní plochy byly řádně propojeny a propájeny, zesilovací modul byl umístěn do stínícího krytu a napájecí vývody byly opatřeny feritovými perlami pro zamezení vnikání vf energie. Výsledná konstrukce modulu je na obr. 6.1. Zelené vodiče slouží pro připojení spínače funkce PTT, červený a modrý vodič pro napájení.

Po uvedených konstrukčních úpravách se kmitání zesilovače již neprojevovalo a mohlo být přistoupeno k měření jeho parametrů.



Obr. 6.1: Hybridní zesilovač s modulem RA18H1213G

## 6.2 Měření parametrů hybridního zesilovače

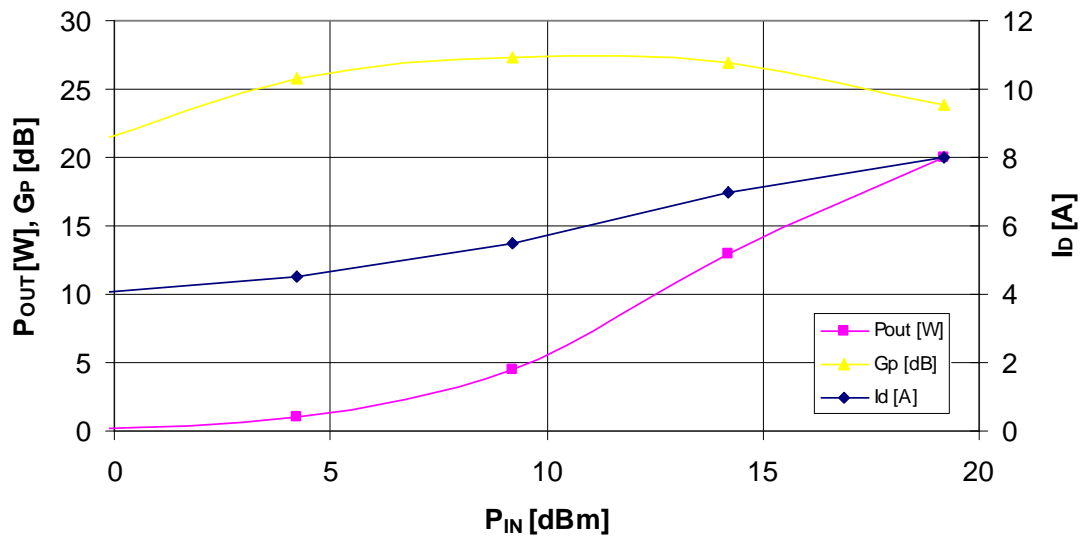
Měřicí pracoviště se skládalo z vysokofrekvenčního generátoru Agilent N9310A, zdroje napětí Synchron PS122q, spektrálního analyzátoru R&S FSL3, měřiče výkonu Diamond SX-1000, přizpůsobené výkonové zátěže 569A/50Ω, multimetru UNI-T UT30D, ručkového ampérmetru a propojovacích kabelů.

Střední kmitočet budícího signálu z generátoru byl nastaven na 1296MHz, napájecí napětí  $U_D = 13,3V$ , vstupní a výstupní porty byly impedančně přizpůsobeny  $Z_G = Z_L = 50\Omega$ . Výstupní výkon generátoru  $P_G$  byl postupně nastavován od 0 do 20dBm. Útlum budícího kabelu mezi generátorem a zesilovačem dosahoval hodnoty 0,8dB. Z toho důvodu byla zavedena korekce a hodnota na vstupu zesilovače  $P_{IN}$  byla nižší, než hodnota výkonu z výstupu generátoru. Hodnota 20dBm je zároveň maximální hodnotou, kterou lze na generátoru nastavit.

V následujících tabulkách 6.1 až 6.5 jsou uvedeny naměřené hodnoty celkového stejnosměrného proudu  $I_D$ , výstupního výkonu  $P_{OUT}$  a napětí  $U_{MON}$ . Napětí  $U_{MON}$  bylo získáno po usměrnění napětí z výstupu třetí brány směrové odbočnice z vázaných mikropáskových vedení a je závislé na velikosti výstupního výkonu zesilovače. Ze změřených hodnot byla dále vypočítána účinnost  $\eta$  a výkonový zisk zesilovače  $G_p$ . Předpětí  $U_G$  bylo pro jednotlivá měření postupně snižováno od hodnoty 5V do 3,8V. Pro přehlednost jsou změřené a vypočtené hodnoty vyneseny do grafických závislostí obr. 6.2 až 6.6.

Tab. 6.1: Naměřené a vypočtené hodnoty hybridního zesilovače při  $U_G = 5V$

$P_G$ [dBm]	$P_{IN}$ [dBm]	$I_D$ [A]	$P_{OUT}$ [W]	$U_{MON}$ [mV]	$\eta$ [%]	$G_P$ [dB]
0	-0,8	4,0	0,1	10,0	0,2	20,8
5	4,2	4,5	1,0	15,0	1,7	25,8
10	9,2	5,5	4,5	33,2	6,2	27,3
15	14,2	7,0	13,0	52,0	14,0	26,9
20	19,2	8,0	20,0	60,3	18,8	23,8

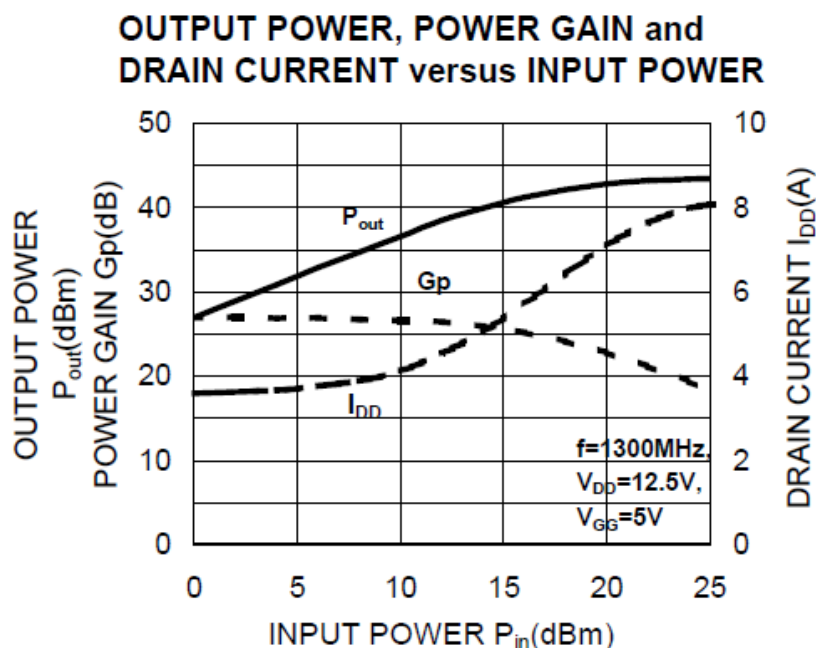


Obr. 6.2: Závislost výstupního výkonu  $P_{OUT}$ , proudu  $I_D$  a výkonového zisku  $G_P$  na vstupním výkonu  $P_{IN}$  při  $U_G = 5V$

Výrobce modulu RA18H1213G poskytuje ve svém katalogu referenční údaje pro testovací obvod s následujícími parametry:  $f = 1300\text{MHz}$ ,  $V_D = 12,5V$ ,  $U_G = 5V$  při teplotě zesilovače  $25^\circ\text{C}$  (obr 6.3). Nastavené parametry při měření charakteristik na obr. 6.2 jsou téměř totožné s parametry nastavenými výrobcem při referenčním měření a zároveň je totožné i zapojení testovacího obvodu. Proto je možné provést srovnání naměřených údajů vyrobeného zesilovače s referenčními údaji poskytnutými výrobcem.

Při buzení výkonem 0 dBm dosahoval odběr proudu  $I_D$  hodnoty 4A. Proud odečtený z katalogu výrobce při stejném buzení dosahoval hodnoty 3,8A. V našem případě byl proud  $I_D$  měřen přímo na výstupu zdroje stejnosměrného napětí, proto zahrnuje i hodnotu proudu  $I_G$ , čímž může být způsobena vzniklá odchylka. Při maximálním vybuzení dosahoval proud obvodu 8A, hodnota proudu odečtená z katalogu výrobce je 7A. Výkonový zisk zesilovače dosahuje nejvyšší hodnoty 27,3 dB. Tato hodnota byla dosažena při buzení vstupním výkonem 9,2dBm. Přibližně stejnou hodnotu zisku zesilovače lze odečíst i z referenčních údajů výrobce.

Přepočtem hodnot výstupního výkonu [dBm] uvedených výrobcem a naměřených hodnot [W] je možné srovnat naměřené a referenční údaje zesilovače. Změřené hodnoty



Obr. 6.3: Charakteristiky obvodu RA18H1213G udané výrobcem (převzato z [3])

výstupního výkonu velice věrně odpovídají i referenčním hodnotám. Pro přehlednost jsou zjištěné hodnoty shrnuty do tabulky 6.2, kde referenční hodnotě odpovídá hodnota odečtená z katalogu výrobce.

Tab. 6.2: Srovnání referenčního a změřeného výstupního výkonu zesilovače pro  $U_G = 5V$

	Referenční	Měřeno	
$P_{IN}$ [dBm]	$P_{OUT}$ [dBm]	$P_{OUT}$ [W]	$P_{OUT}$ [dBm]
0	<b>26</b>	0,1	<b>20,0</b>
4,2	<b>31</b>	1,0	<b>30,0</b>
9,2	<b>35</b>	4,5	<b>36,5</b>
14,2	<b>40</b>	13,0	<b>41,0</b>
19,2	<b>43</b>	20,0	<b>43,0</b>

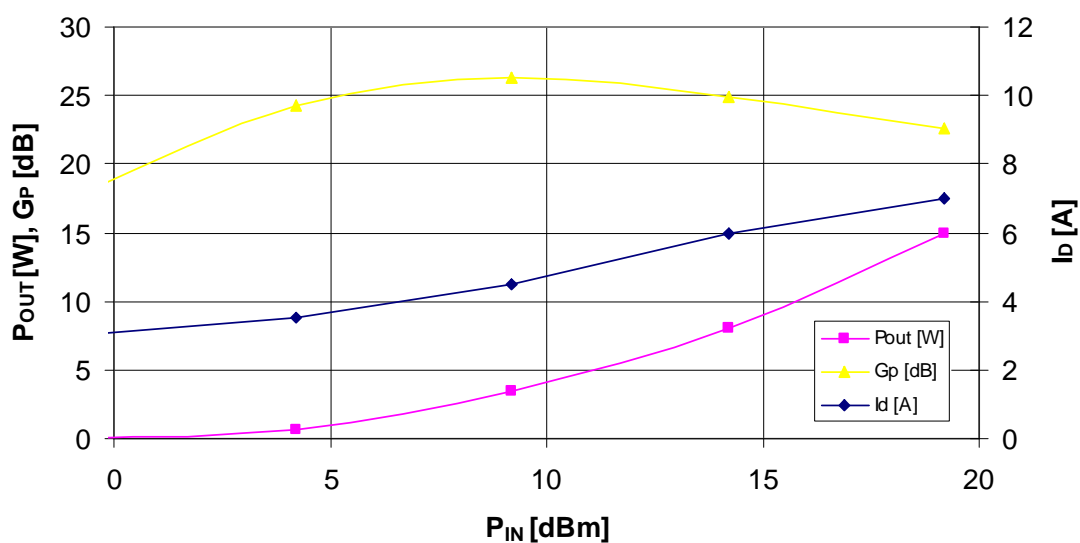
Měřením bylo dále zjištěno, že velikost výstupního výkonu je silně ovlivněna teplotou zesilovače. Pro dosažení věrohodných údajů byl zesilovač během měření spínán jen na nezbytně dlouhou dobu, potřebnou pro odečtení údajů z měřících přístrojů. Mezi jednotlivými měřeními byly vykonány časové prodlevy pro dochlazení chladiče zesilovače. I přes uvedená opatření se nepodařilo u všech měření dosáhnout referenční teploty  $25^{\circ}C$  a teplota zesilovače byla vyšší. Zjištěné hodnoty jsou tak zatíženy chybou vlivem měnící se teploty.

Z charakteristik v katalogu výrobce byla dále odečtena celková účinnost zesilovače 28% na frekvenci 1296MHz pro  $U_G = 5V$  při buzení výkonem 23dBm. Skutečná účinnost při buzení výkonem 19,2dBm činila 18,8%. Protože celková účinnost přímo souvisí s velikostí výstupního výkonu, je tato hodnota rovněž závislá na teplotě. Pro přesné srovnání reálných a referenčních hodnot generátor neumožňoval nastavit

výstupní výkon 23dBm.

Tab. 6.3: Naměřené a vypočtené hodnoty hybridního zesilovače při  $U_G = 4,8V$

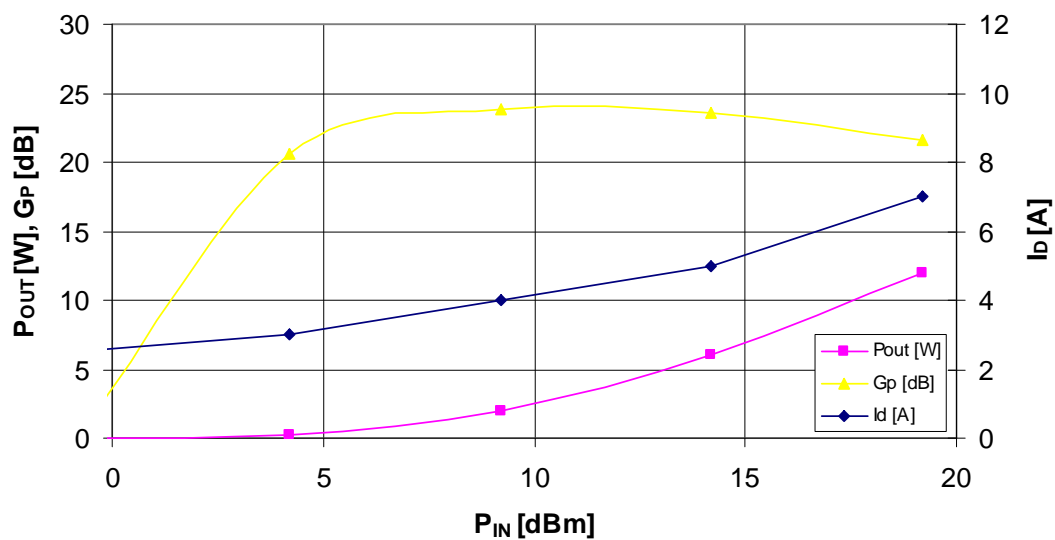
$P_G$ [dBm]	$P_{IN}$ [dBm]	$I_D$ [A]	$P_{OUT}$ [W]	$U_{MON}$ [mV]	$\eta$ [%]	$G_P$ [dB]
0	-0,8	3,0	0,1	8,2	0,1	17,8
5	4,2	3,5	0,7	15,5	1,5	24,3
10	9,2	4,5	3,5	26,0	5,8	26,2
15	14,2	6,0	8,0	40,6	10,0	24,8
20	19,2	7,0	15,0	54,0	16,1	22,6



Obr. 6.4: Závislost výstupního výkonu  $P_{OUT}$ , proudu  $I_D$  a výkonového zisku  $G_P$  na vstupním výkonu  $P_{IN}$  při  $U_G = 4,8V$

Tab. 6.4: Naměřené a vypočtené hodnoty hybridního zesilovače při  $U_G = 4,6V$

$P_G$ [dBm]	$P_{IN}$ [dBm]	$I_D$ [A]	$P_{OUT}$ [W]	$U_{MON}$ [mV]	$\eta$ [%]	$G_P$ [dB]
0	-0,8	2,5	0	6,2	0,0	-
5	4,2	3	0,3	12,6	0,8	20,6
10	9,2	4	2	21,8	3,8	23,8
15	14,2	5	6	34,9	9,0	23,6
20	19,2	7	12	49,6	12,9	21,6

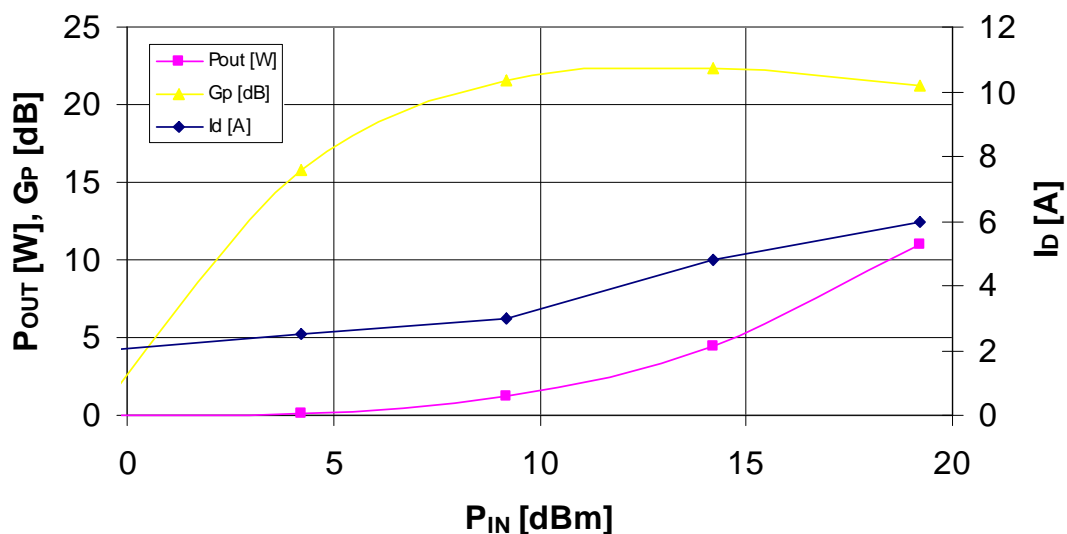


Obr. 6.5: Závislost výstupního výkonu  $P_{OUT}$ , proudu  $I_D$  a výkonového zisku  $G_P$  na vstupním výkonu  $P_{IN}$  při  $U_G = 4,6V$

Postupným snižováním hodnoty stejnosměrného předpětí  $U_G$  docházelo i ke snižování odebíraného proudu a výstupního výkonu.

Tab. 6.5: Naměřené a vypočtené hodnoty hybridního zesilovače při  $U_G = 4,4V$

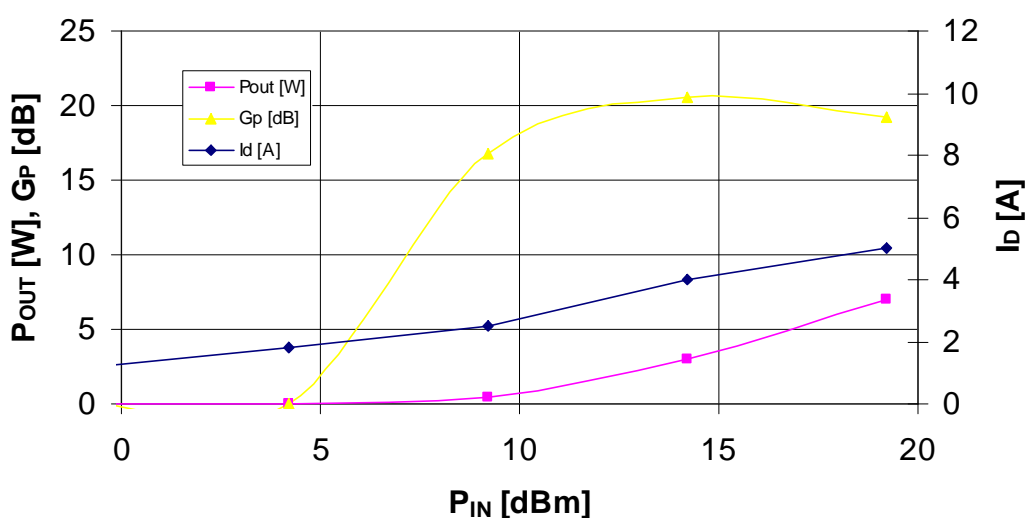
$P_G$ [dBm]	$P_{IN}$ [dBm]	$I_D$ [A]	$P_{OUT}$ [W]	$U_{MON}$ [mV]	$\eta$ [%]	$G_P$ [dB]
0	-0,8	2	0	3,8	0,0	-
5	4,2	2,5	0,1	8,1	0,3	15,8
10	9,2	3	1,2	16,1	3,0	21,6
15	14,2	4,8	4,5	30	7,0	22,3
20	19,2	6	11	41	13,8	21,2



Obr. 6.6: Závislost výstupního výkonu  $P_{OUT}$ , proudu  $I_D$  a výkonového zisku  $G_P$  na vstupním výkonu  $P_{IN}$  při  $U_G = 4.4V$

Tab. 6.6: Naměřené a vypočtené hodnoty hybridního zesilovače při  $U_G = 4.2V$

$P_G$ [dBm]	$P_{IN}$ [dBm]	$I_D$ [A]	$P_{OUT}$ [W]	$U_{MON}$ [mV]	$\eta$ [%]	$G_P$ [dB]
0	-0,8	1,2	0	1,8	0,0	-
5	4,2	1,8	0	4,6	0,0	-
10	9,2	2,5	0,4	10,1	1,2	16,8
15	14,2	4	3	20	5,6	20,6
20	19,2	5	7	32	10,5	19,3

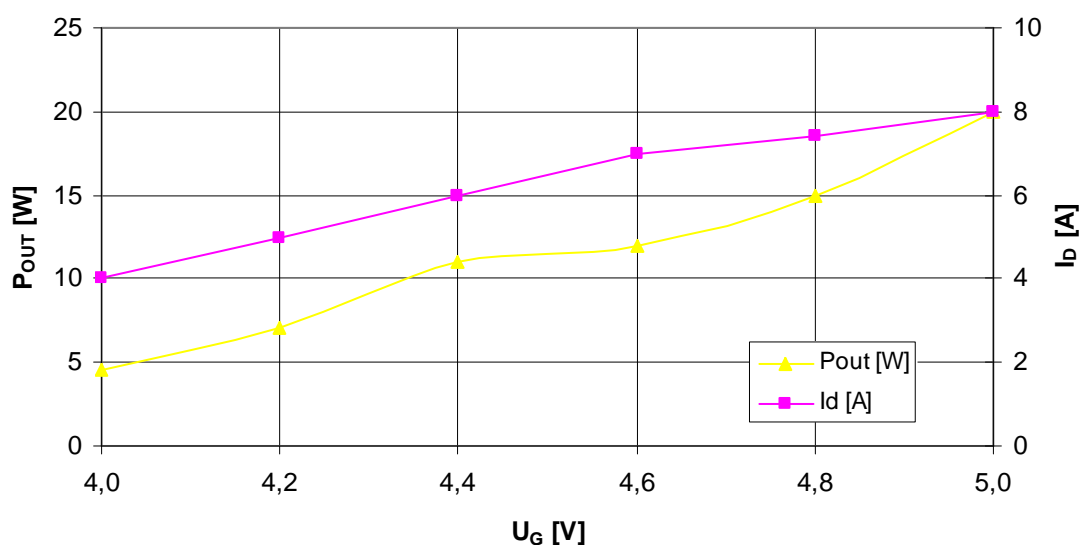


Obr. 6.7: Závislost výstupního výkonu  $P_{OUT}$ , proudu  $I_D$  a výkonového zisku  $G_P$  na vstupním výkonu  $P_{IN}$  při  $U_G = 4.2V$

Při nastavení  $U_G < 4,2\text{V}$  dosahovalo zesílení minimálních hodnot a to prakticky jen při maximálním vybuzení na vstupu. Proto nebyly další charakteristiky již dále uvažovány.

Na obr. 6.8 je zobrazen průběh změny výstupního výkonu a celkového proudu zesilovače v závislosti na zvyšujícím se předpětí  $U_G$ . Uvedená charakteristika platí pro buzení vstupním výkonem  $19,2\text{dBm}$  na kmitočtu  $1296\text{MHz}$ .

Výše uvedené grafické závislosti poslouží pro optimální nastavení požadovaného vstupního výkonu pro následující zesilovací stupeň vf výkonového zesilovače.

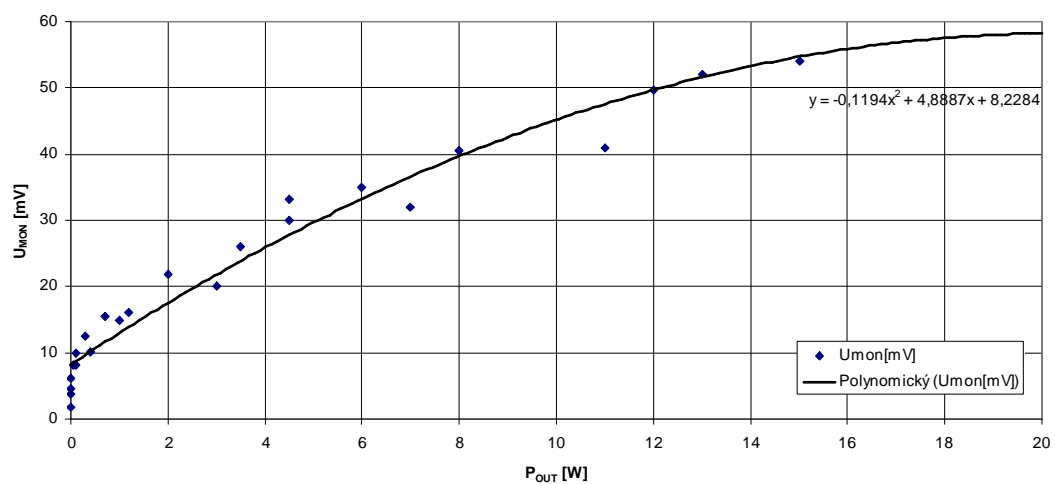


Obr. 6.8: Závislost výstupního výkonu  $P_{OUT}$  a proudu  $I_D$  na předpětí  $U_G$  při  $P_{IN} = 19,2\text{dBm}$

### 6.3 Převodní charakteristika detektoru

Dle výsledků simulace byla navržena směrová odbočnice z vázaných mikropáskových vedení poměrně širokopásmová a svými vlastnostmi by neměla ovlivňovat výstupní vysokofrekvenční signál ze zesilovače, proto bylo přistoupeno k její realizaci přímo na modulu hybridního zesilovače. Při měření parametrů zesilovače bylo zároveň odečítáno výstupní usměrněné napětí z diodového detektoru připojeného na třetí bránu mikropáskové odbočnice. Na obr. 6.9 je zobrazena změřená převodní charakteristika detektoru, která je definována jako závislost výstupního stejnosměrného napětí na vstupním vysokofrekvenčním výkonu. Naměřené body jsou aproximovány polynomm stupně 2 a vypočtena rovnice regrese.





Obr. 6.9: Převodní charakteristika diodového detektoru

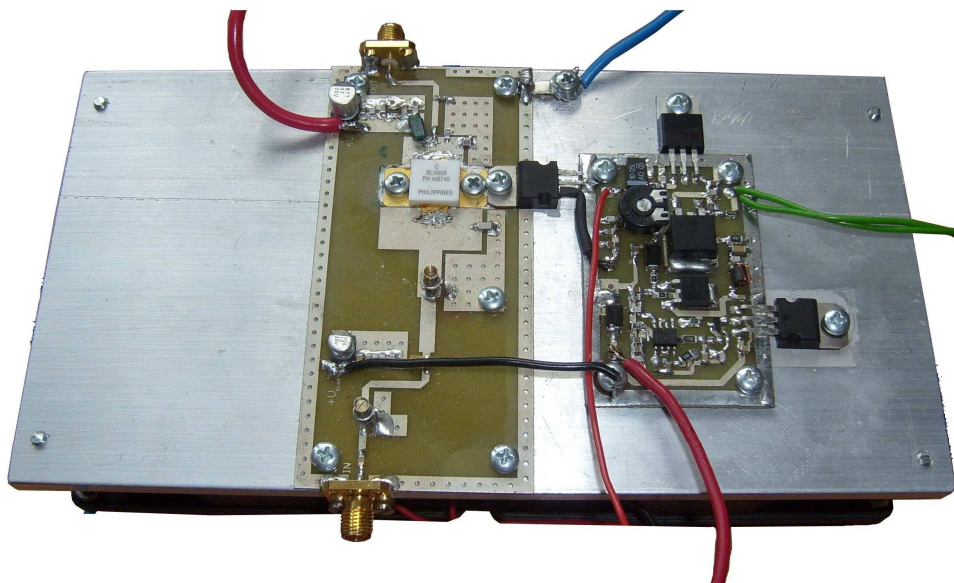
## 7 VÝKONOVÝ ZESILOVAČ S TRANZISTOREM BLV958

### 7.1 Návrh a realizace

Pro realizaci výkonového modulu s tranzistorem BLV958 byly využity rozměry úseků vedení a hodnoty kapacitorů zjištěné v kapitole 4.4. Poloha kapacitorů odpovídá délkám jednotlivých mikropásků podle schématu na obr. 4.10 pro vstupní přizpůsobovací obvod a podle obr. 4.14 pro výstupní přizpůsobovací obvod. Na přívod stejnosměrného napájecího napětí do kolektoru a na přívod proudu báze tranzistoru byly zařazeny blokovací kondenzátory dle doporučených hodnot z katalogu výrobce. Stejnosměrná napětí jsou k obvodům tranzistoru připojena přes oddělovací tlumivku. Vysokofrekvenční vstup a výstup je i u tohoto modulu osazen konektory SMA typu female. Modul vysokofrekvenčního zesilovače je umístěn na desce plošného spoje o rozměru 100 x 45mm z materiálu FR4 tloušťky 0,8mm, otvory jsou prokoveny. Spodní strana (bottom) je tvořena souvislou měděnou zemní plochou.

K nastavení pracovního bodu tranzistoru a zajištění jeho stability byl modul zesilovače doplněn kompenzačním obvodem, který při změně teploty tranzistoru zajišťuje snížení napětí předpětí báze tak, aby tranzistorem tekla stále stejný klidový proud. Tím je zabráněno posouvání pracovního bodu směrem ke třídě B a C. Kompenzační obvod je napájen z 8V stabilizátoru, za kterým je napojen obvod pro spínání předpětí báze (funkce PTT). Tento obvod je podobně, jako u předchozího modulu, tvořen unipolárním tranzistorem. Použitý tranzistor IRRF5305 je z důvodu aktuální nedostupnosti jiného tranzistoru v průběhu výroby značně naddimenzován a zabírá příliš místa na desce plošného spoje. Pro spínací účel v tomto obvodu lze použít tranzistor s proudem  $I_{dss}$  do 1A. Obvod LM317 slouží jako proudový zdroj pro sériovou kombinaci rezistorů R5 a R6, diody D1 a diody na přechodu báze – emitor a báze kolektor tranzistoru T4. Tento tranzistor je umístěn v těsné blízkosti výkonového vysokofrekvenčního tranzistoru a snímá teplotu chladiče. Referenční vstup regulovatelné napěťové reference je řízen napětím získaným úbytkem proudu na sériové kombinaci rezistorů R5 a R6 a diody přechodu tranzistoru. Snížením napětí diody v přechodu báze – emitor tranzistoru T4 se sníží i napětí na regulačním vstupu napěťové reference a tím i napětí pro předpětí báze výkonového tranzistoru a dojde k zregulování klidového proudu. Obvod byl testován při zátěži 2,5  $\Omega$  a umožňoval nastavit maximální výstupní napětí 0,8V a proud 380mA. Obvod kompenzace byl umístěn na desku plošného spoje z materiálu 1,5FR4 o rozměrech 60 x 39. Schéma zapojení a motivy plošných spojů jsou uvedeny v příloze.

Modul výkonového zesilovače a modul nastavení pracovního bodu je umístěn na společný hliníkový chladič o rozměru 190 x 100 x 5mm, který je zespol aktivně ochlazován dvěma ventilátory průměru 85mm. Desky plošných spojů a výkonové aktivní prvky jsou ke chladiči přišroubovány šrouby M3. Pro změření skutečných parametrů výkonového zesilovače byl nejprve vyvinut pouze jeden prototyp, který je zobrazen na obr. 7.1.



Obr. 7.1: Modul výkonového zesilovače s obvodem pro nastavení a stabilizaci prac. bodu

## 7.2 Měření parametrů výkonového zesilovače

Měřicí pracoviště pro měření parametrů výkonového zesilovače s tranzistorem BLV958 bylo navrženo obdobné, jako při měření hybridního zesilovače. Pro buzení zesilovače před naladěním a přizpůsobením vysokofrekvenčních obvodů bylo zvoleno nejprve buzení signálem nízké úrovně z generátoru Agilent N9310A. Před přivedením vysokofrekvenčního signálu byl proveden pokus o nastavení klidového pracovního bodu tranzistoru. Pomocí ampérmetru byl měřen proud do báze tranzistoru, proud kolektoru a voltmetrem hodnota předpětí báze. Pomocí trimru se postupně zvyšovala hodnota stejnosměrného předpětí. Se zvyšující se hodnotou předpětí báze se od určité hodnoty začal tranzistor otevírat a kolektorem procházel velmi malý proud, který dále setrval. Při dostavení předpětí báze na hodnotu kolem 0,65V protekl kolektorem skokově velmi velký proud, který způsobil destrukci PN přechodu tranzistoru. Příčinou bylo zřejmě kmitání obvodu. Z důvodu destrukce tranzistoru nemohlo být provedeno naladění obvodu ani další měření.

## 8 ZÁVĚR

Tato diplomová práce se zabývá rozбором teoretických poznatků o vlastnostech vysokofrekvenčních výkonových zesilovačů a jejich pracovních tříd. Další část je pak zaměřena na konkrétní návrh zapojení vysokofrekvenčního výkonového zesilovače pro pásmo 1296MHz. Pro dosažení výstupního výkonu nad 100W měl být zesilovač tvořen paralelní sekcí dvou identických, avšak na sobě nezávislých zesilovačů s tranzistory BLV958. Buzení této dvojice zesilovačů bylo požadováno realizovat pomocí hybridního zesilovače s modulem RA18H1213G.

Bylo přistoupeno k realizaci nejprve jednotlivých dílčích bloků zesilovače s následným ověřením jejich reálných parametrů. Poté měly být všechny bloky realizovány na společnou desku plošného spoje a to tak, aby signálové spoje mezi dílčími bloky byly co nejkratší z důvodu dosažení minimálního útlumu a maximálního výkonu zesilovače.

Pro rozdělení výstupního výkonu z hybridního zesilovače a následné sloučení výkonu na výstupu dvojice tranzistorových zesilovačů byla navržena čtvercová hybridní směrová odbočnice. Z důvodu úspory místa na desce plošného spoje byl základní motiv této směrové odbočnice dále konstrukčně modifikován. Výsledkem bylo zmenšení rozměrů odbočnice přibližně o 8,1 mm. Parametry odbočnice byly nejprve ověřeny v obvodovém simulátoru programu Ansoft Designer, kde bylo simulacemi dosaženo ideálních hodnot. Po překreslení motivu do analyzátoru planárních struktur vykazovala odbočnice posunutí středního kmitočtu. Proto byly rozměry dále upraveny tak, aby se výsledné hodnoty blížily hodnotám požadovaným. Odbočnice byla poté vyrobena a vektorovým analyzátozem byly změřeny její parametry. Dosažené reálné parametry byly v několika případech dokonce lepší, než parametry získané simulací. Například hodnota izolace mezi branami je lepší o téměř 14dB. Hodnoty průchozího a vložného útlumu jsou o několik desetin dB naopak horší, což může být způsobeno útlumem konektorů, které nebyly v simulaci uvažovány. Z uvedeného lze usoudit, že analyzátor planárních struktur programu Ansoft Designer lépe zahrnuje skutečné chování obvodu. Pokud bych se spokojil s jednodušší a časově méně náročnou analýzou obvodu pouze v obvodovém simulátoru, reálné parametry odbočnice by zřejmě byly podstatně horší.

V další části byla navržena odbočnice z vázaných mikropáskových vedení určená pro měření výstupního výkonu zesilovače. Parametry této odbočnice byly ověřeny přímo při měření převodní charakteristiky diodového detektoru, což je závislost výstupního usměrněného napětí na vstupním vysokofrekvenčním výkonu.

Následujícím navrženým a vyrobeným dílčím blokem byl blok hybridního zesilovače s modulem RA18H1213G. Po počátečních problémech s kmitáním obvodu na frekvenci blízké střední frekvenci 1296MHz se podařilo konstrukčními úpravami tyto nežádoucí oscilace odstranit a mohlo být přistoupeno k měření parametrů zesilovače. Naměřené parametry pro hodnotu předpětí  $U_G=5V$  byly srovnány s údaji uvedenými výrobcem. Dosažené parametry reálného zesilovače dosahují téměř identických hodnot jako parametry uvedené výrobcem. Konstrukci tohoto modulu lze považovat za úspěšnou.

Závěrečná část se zaměřila na konstrukci střežního modulu a to zesilovače

s tranzistorem BLV958. Tranzistory BLV958 jsou křemíkové, bipolární tranzistory předurčené pro činnost v pracovní třídě AB pro pásmo GSM 800 – 960 MHz. Před vlastní realizací zesilovače bylo tedy úkolem navrhnout vhodné přizpůsobovací obvody a ověřit jejich vlastnosti počítačovou simulací. V programu Ansoft Serenade byla nejprve provedena analýza doporučeného zapojení tranzistoru BLV958 udaného výrobcem pro střední kmitočet 960 MHz a dále parametry obvodu z GSM modulu, ve kterém byl použit stejný typ tranzistoru. Snahou pak bylo tyto obvody modifikovat pro kmitočet 1296MHz. Výrobce tranzistoru udává hodnoty vstupní a výstupní impedance tranzistoru pouze pro kmitočty v pásmu 800 až 1050MHz, což situaci značně komplikovalo. Hodnoty impedance jsou navíc, kromě frekvence, silně závislé i na ostatních parametrech a měření impedance tranzistoru není snadno realizovatelné. Pro výstupní obvod byla hodnota impedance odhadnuta aproximací uvedených charakteristik, z průběhu vstupní impedance odhad již nebyl možný. Vstupní obvod byl tedy realizován se stejnými parametry jako obvod z GSM modulu a účelem bylo provést pokus o jeho přeladění na kmitočet 1296MHz. Rozměry výstupního obvodu byly upraveny na základě počítačové simulace. Obvod zesilovače byl vyroben na desku plošného spoje a doplněn modulem pro nastavení a stabilizaci pracovního bodu.

Při měření parametrů zesilovače však došlo k náhlému vzniku kmitů, které způsobily destrukci PN přechodu tranzistoru. Vzniklé kmitání mohlo být způsobeno nesprávným navržením přizpůsobovacích obvodů, použitím nevhodných součástek nebo neumístěním zesilovače do stínícího krytu. Z časových důvodů se již nestihlo prověřit skutečný původ kmitů a proměřit parametry zesilovače.

I přes uvedený neúspěch tato práce umožnila získat cenné zkušenosti při praktické konstrukci vysokofrekvenčních obvodů a zkušenosti s využíváním sofistikovaných softwarových nástrojů. Věřím, že mi tato práce bude v budoucí technické praxi přínosem.

# LITERATURA

- [1] HANUS, S., SVAČINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Přednášky. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [2] NOOAN, J., *The design of a high RF power amplifiers for a MCM process*. Massachusettes Institute of Technology, 2005.
- [3] Katalogový list modulu RA18H1213G. [cit. 2. prosince 2011] Dostupné na [www: <http://www.w6pql.com/misc/RA18H1213G.pdf>](http://www.w6pql.com/misc/RA18H1213G.pdf)
- [4] Katalogový list tranzistoru BLV958. [cit. 2. prosince 2011] Dostupné na [www <http://www.datasheets.org.uk/BLV958-datasheet.html>](http://www.datasheets.org.uk/BLV958-datasheet.html)
- [5] Online kalkulátor pro výpočet mikropáskového vedení. Dostupné na [www: <http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/tool/ms\\_line\\_e.htm>](http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/tool/ms_line_e.htm)
- [6] Přednášková prezentace předmětu Počítačové řešení komunikačních subsystémů. [cit. 7. prosince 2011]. Dostupné na [www: <https://www.vutbr.cz/www\\_base/priloha.php?dpid=43731>](https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=43731)
- [7] Přednášková prezentace předmětu Počítačové řešení komunikačních subsystémů. [cit. 7. prosince 2011]. Dostupné na [www: < https://www.vutbr.cz/www\\_base/priloha.php?dpid=42751>](https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=42751)
- [8] Návrh planárních vedení <<http://www.ee.bilkent.edu.tr/~microwave/programs/magnetic/dcoupler/theory.htm>>

# SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

FET	Field Effect Transistor, tranzistor řízený elektrickým polem
GSM	Global System for Mobile Communications
HEMT	High Electron Mobility Transistor
MESFET	MEtall Semiconductor FET

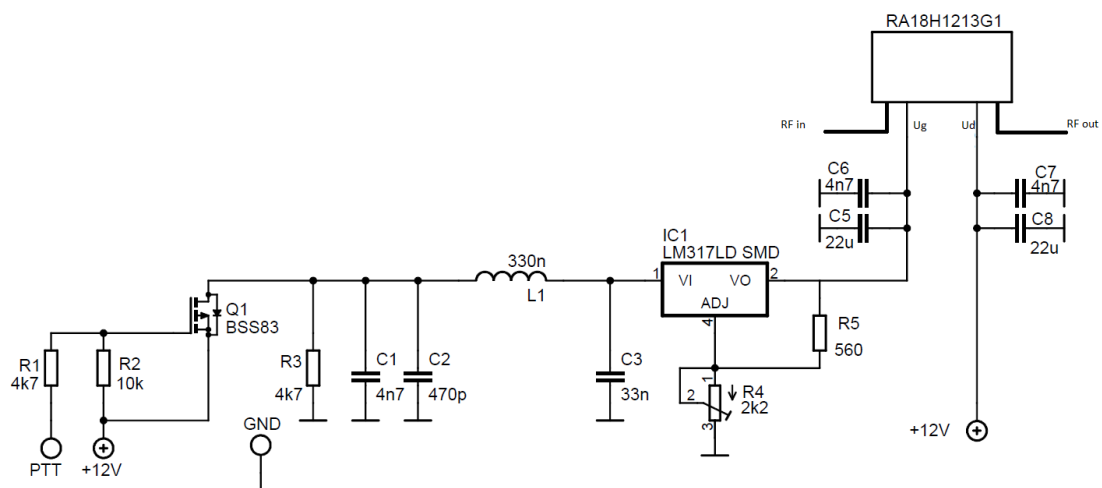
# SEZNAM PŘÍLOH

<b>A</b>	<b>Návrh zařízení – obvodová zapojení</b>	<b>54</b>
A.1	Obvodové zapojení hybridního zesilovače .....	54
A.2	Obvodové zapojení stabilizace prac. bodu .....	55
<b>B</b>	<b>Návrh zařízení – plošné spoje</b>	<b>56</b>
B.1	Deska plošného spoje hybridního zesilovače – top .....	56
B.2	Deska plošného spoje stabilizace prac. bodu – top.....	56
B.3	Deska plošného spoje stabilizace prac. bodu - bottom .....	57
B.4	Deska plošného spoje výkonového zesilovače – top .....	57
B.5	Deska plošného spoje hybridního děliče – slučovače - top .....	57
<b>C</b>	<b>Seznam součástek</b>	<b>58</b>
C.1	Seznam součástek hybridního zesilovače .....	58
C.2	Seznam součástek stabilizace prac. bodu .....	58

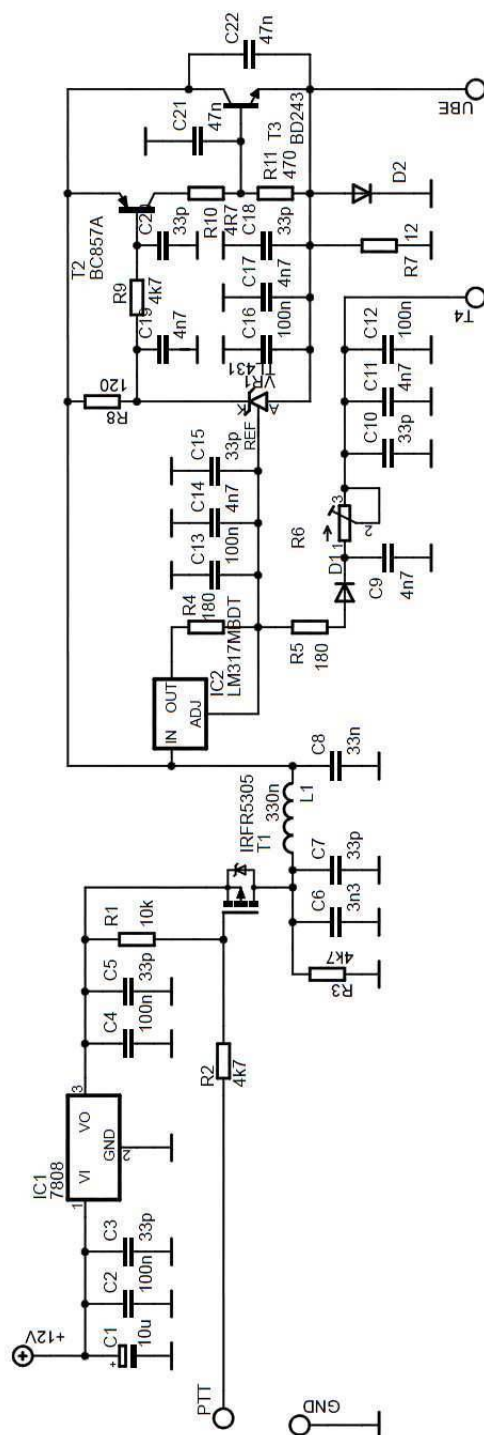


# A NÁVRH ZAŘÍZENÍ – OBVODOVÁ ZAPOJENÍ

## A.1 Obvodové zapojení hybridního zesilovače

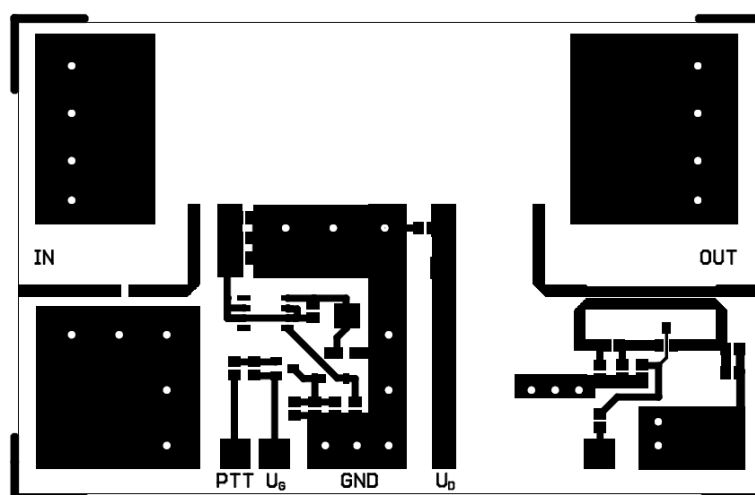


## A.2 Obvodové zapojení stabilizace prac. bodu



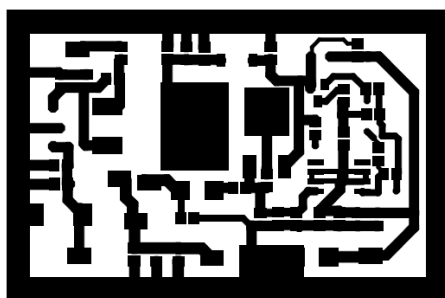
## B NÁVRH ZAŘÍZENÍ – PLOŠNÉ SPOJE

### B.1 Deska plošného spoje hybridního zesilovače – top

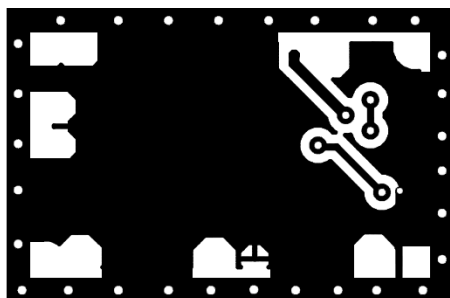


Rozměr desky 95 x 58 [mm], měřítko M1:1

### B.2 Deska plošného spoje stabilizace prac. bodu – top

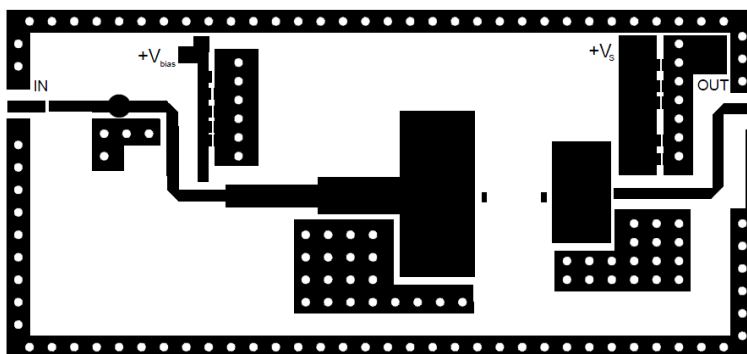


### B.3 Deska plošného spoje stabilizace prac. bodu - bottom



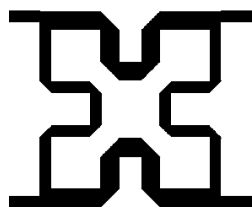
Rozměr desky 60 x 39 [mm], měřítko M1:1

### B.4 Deska plošného spoje výkonového zesilovače – top



Rozměr desky 100 x 45 [mm], měřítko M1:1

### B.5 Deska plošného spoje hybridního děliče – slučovače - top



Rozměr desky 42 x 35 [mm], měřítko M1:1

## C SEZNAM SOUČÁSTEK

### C.1 Seznam součástek hybridního zesilovače

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R1	4k7	R0805	Rezistor
R2	10k	R0805	Rezistor
R3	4k7	R0805	Rezistor
R4	2k2	RTRIM4G	O odporový trimr
R5	560	R0805	Rezistor
C1	4n7	C0805	Keramický kondenzátor
C2	470p	C0805	Keramický kondenzátor
C3	33n	C0805	Keramický kondenzátor
C5	22u	SMC_D	Tantalový kondenzátor
C6	4n7	C0805	Keramický kondenzátor
C7	4n7	C0805	Keramický kondenzátor
C8	22u	SMC_D	Tantalový kondenzátor
L1	330n	L4516C	Tlumivka
IC1	LM317	SO08	Stabilizátor napětí
IC2	RA18H1213G		RF výkonový modul

### C.2 Seznam součástek stabilizace prac. bodu

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	10u	SMC_D	Tantalový kondenzátor
C2	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C3	33p	C0805	Keramický kondenzátor
C4	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C5	33p	C0805	Keramický kondenzátor
C6	3n3	C0805	Keramický kondenzátor
C7	33p	C0805	Keramický kondenzátor
C8	33n	C0805	Keramický kondenzátor
C9	4n7	C0805	Keramický kondenzátor
C10	33p	C0805	Keramický kondenzátor
C11	4n7	C0805	Keramický kondenzátor
C12	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C13	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C14	4n7	C0805	Keramický kondenzátor
C15	33p	C0805	Keramický kondenzátor
C16	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C17	4n7	C0805	Keramický kondenzátor
C18	33p	C0805	Keramický kondenzátor

C19	4n7	C0805	Keramický kondenzátor
C20	33p	C0805	Keramický kondenzátor
C21	47n	C0805	Keramický kondenzátor
C22	47n	C0805	Keramický kondenzátor
D1	US2M	SMB	Dioda
D2	US2M	SMB	Dioda
IC1	7808	TO220	Stabilizátor napětí
IC2	LM317MBDT	DPACK	Stabilizátor napětí
L1	330n	L4516C	Tlumivka
R1	10k	R0805	Rezistor
R2	4k7	R0805	Rezistor
R3	4k7	R0805	Rezistor
R4	180	R0805	Rezistor
R5	180	R0805	Rezistor
R6	100	RTRIM4G	Odporový trimr
R7	12	R0805	Rezistor
R8	120	R0805	Rezistor
R9	4k7	R0805	Rezistor
R10	4R7	R0805	Rezistor
R11	470	R0805	Rezistor
T1	IRFR5305	D2PACK	Tranzistor
T2	BC857A	SOT23	Tranzistor
T3	BD243	TO220	Tranzistor
VR1	TL431	SO08	Napěťová reference